DR.-ING. HEINRICH SCHRÖDER

ELEKTRISCHE NACHRICHTEN-TECHNIK

II. BAND

DR.-ING. HEINRICH SCHRÖDER

Elektrische Nachrichtentechnik

II. Band

DR.-ING. HEINRICH SCHRÖDER
Dozent

Elektrische Nachrichtentechnik

II. Band

RÖHREN UND TRANSISTOREN
MIT IHREN ANWENDUNGEN BEI DER
VERSTÄRKUNG, GLEICHRICHTUNG UND ERZEUGUNG
VON SINUSSCHWINGUNGEN

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Alle Rechte vorbehalten
Copyright 1963/1964 by VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde
Postanschrift: 1 Berlin 52
Printed in Germany
Satz und Druck: Oswald Schmidt KG

VORWORT

Im Anschluß an die im I. Band geschilderten passiven Netzwerke beschreibt dieser II. Band der ELEKTRISCHEN NACHRICHTENTECHNIK die aktiven Bauelemente, also die Elektronenröhren und Transistoren. Es scheint mir eine gute Lösung zu sein, in einem Buch sowohl die Elektronenröhren als auch die Transistoren zu behandeln; auf diese Weise zeigt sich, daß sich die beiden Verstärkerelemente schaltungstechnisch weitgehend ähnlich oder sogar gleichverhalten und daher zur Ermittlung ihrer Eigenschaften dieselben grafischen und rechnerischen Lösungswege beschritten werden können.

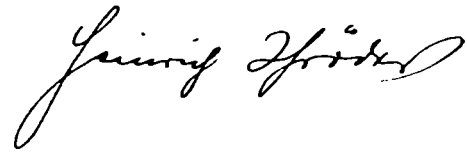
Wie im I. Band habe ich auch in diesem Band bei allen Abhandlungen großen Wert auf die Herausarbeitung des Verbindenden und Gemeinsamen beider Bauelemente gelegt. So wird beispielsweise gezeigt, daß sich die in den Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasisschaltungen herrschenden Phasen- und Widerstandsverhältnisse der Röhre in der Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung des Transistors wiederholen; oder es wird veranschaulicht, daß die HF-, Meß- und Netzgleichrichterschaltungen grundsätzlich gleichaufgebaut sind, daß sie sich aber in ihrer Dimensionierung unterscheiden, weil entweder die Richtspannung oder der Richtstrom oder die Richtleistung im Vordergrund der Betrachtung steht.

Neben die qualitative, anschauliche Art der Erklärung und Beschreibung der Eigenschaften einer Schaltung habe ich stets die exakte rechnerische Methode der Ableitung aller Gesetzmäßigkeiten und Formeln gestellt. Der Ingenieur und Studierende der Nachrichtentechnik benötigen bei der Vielseitigkeit des Stoffes und der Aufgaben beides: eine klare, anschauliche Vorstellung von den Vorgängen und zugleich eine mathematische Formulierung der Schaltungseigenschaften. Das eine braucht er, um eine Schaltung entwerfen und dimensionieren zu können, das andere, um die Versuchsschaltung zielbewußt zur endgültigen Geräteschaltung weiterzuentwickeln, im Prüffeld zu erproben und nach der Inbetriebnahme richtig zu warten. Zahlreiche durchgerechnete Beispiele und Aufgaben mit Antworten sollen den Stoff erklären und helfen, sich in ihn zu vertiefen.

Auch an dieser Stelle ist mir daran gelegen, allen denen zu danken, die bei der Abfassung des Buches mitgeholfen haben. Dies gilt vor allem für meine Studierenden, die durch rege Mitarbeit im Unterricht wesentlich dazu beigetragen

haben, eine gutverständliche Form der Darstellung und Erklärung der nicht immer einfachen Schaltungsvorgänge zu finden.

Nach der guten Aufnahme, die der I. Band vorwiegend in der Industrie und in den Schulen gefunden hat, hoffe ich, daß auch der II. Band den Erwartungen entspricht, die der Ingenieur in seinem Beruf und der Studierende im Studium sowie alle die an das Buch stellen, die sich technisch vervollkommnen wollen.



INHALT

A. Elektronenröhren

I. Zweielektrodenröhren 15

1. Physikalische Grundlagen 15
   a) Elektronenbewegung im Feld 15
   b) Elektronenaustritt aus Metallen 18
2. Kennlinie der Zweielektrodenröhre 20
   a) Anlaufgebiet 21
   b) Raumladegebiet 22
   c) Sättigungsgebiet 23
3. Direkte und indirekte Heizung 23
4. Anwendung der Zweielektrodenröhre 26

II. Dreielektrodenröhren oder Trioden 26

1. Steuerspannung 26
2. Kennlinienfelder 29
3. Röhrenkennwerte 31
   a) Steilheit S 31
   b) Leerlaufverstärkungsfaktor μ oder Durchgriff D 32
   c) Innenwiderstand R_i 34
   d) Innere Röhrengleichung 35
   e) Innenwiderstand und Gleichstromwiderstand einer Röhre .. 36
4. Gitterstrom 38
5. Arbeitspunkt 39
6. Grundgedanke der Verstärkung 43
   a) Anodenwiderstand $R_a = 0$ 44
   b) Anodenwiderstand R_a 46
7. Grafische Ermittlung der Verstärkung im I_a/U_a-Kennlinienfeld 48
   a) $R_{a\sim} = R_{a-}$ 48
   b) $R_{a\sim} \neq R_{a-}$, aber beide Widerstände rein reell 49
   c) Komplexer Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$ 56
8. Dynamische Kennlinie im I_a/U_g-Kennlinienfeld 56
9. Rechnerische Ermittlung der Verstärkung mit Hilfe der Röhrenkenndaten 58

a) Arbeitsgleichungen der Röhre 58
b) Verstärkungsformeln der Röhre 60
c) Ersatzschaltungen der Röhre 62
10. Eingangsleitwert der Röhre 67
a) Dynamische Eingangskapazität 67
b) Einfluß der Elektronenlaufzeit auf den Eingangswiderstand der Röhre bei sehr hohen Frequenzen 71
11. Leistungsverhältnisse an einer Röhre 75
a) Wechselstromleistung $P_{\sim}$ 75
b) Anodenverlustleistung P_a 77
c) Gitterverlustleistung P_g 82
III. Mehrgitterröhren 83
1. Schirmgitterröhren (Tetroden) 83
2. Raumladeröhren 84
3. Sekundärelektroneneffekt 84
4. Pentoden (Fünfpolröhren) 87
a) Kennlinienverlauf 88
b) Röhrenkonstanten 88
5. Mischröhren (Hexoden, Septoden und Oktoden) 91
6. Regelröhren 95
7. Kennzeichnung der Röhren 97
a) Rundfunk- und Fernsehröhren 97
b) Kommerzielle Röhren 99
IV. Röhrenverzerrungen 99
1. Einleitung 99
2. Ermittlung des Klirrfaktors aus dem dynamischen I_a/U_g-Kennlinienfeld 101
3. Ermittlung des Klirrfaktors aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld ... 105
4. Wechselstromleistung einer Röhre unter Berücksichtigung der Verzerrungen 107
5. Allgemeine Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Leistung und dem Anodenwiderstand 111

B. Röhrenverstärker

I. Überblick 114
II. Erzeugung der Gittervorspannungen 118
1. Automatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch Katodenwiderstände 118
2. Halbautomatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch einen Widerstand im Netzteil 124

3. Erzeugung der Gittervorspannung durch sehr großen Gitterwiderstand ... 126
4. Erhöhte Katodenvorspannung und Erzeugung der Gittervorspannung durch Spannungsteilung aus der positiven Batteriespannung ... 127
5. Bemessung der Gitterwiderstände ... 133
6. Erzeugung der Schirmgitterspannung ... 136
7. Erdung, Schirmung und Siebung zur Unterdrückung von Störspannungen ... 138

III. Niederfrequenzverstärker ... 142
1. Allgemeine Anforderungen ... 142
2. *RC*-Kopplung ... 143
a) Verstärkung v_m in Bandmitte ... 144
b) Untere Grenzfrequenz ... 148
c) Obere Grenzfrequenz ... 149
d) Frequenzgang der Ausgangsspannung einer Schaltung in Dezibel ... 157
e) Frequenzgang des Phasenmaßes einer einfachen Schaltung aus Wirk- und Blindwiderstand ... 161
f) Bemessung der Blindwiderstände bei mehreren kritischen Stellen ... 163
3. Übertragerkopplung ... 167
4. Drossel/Übertrager-Kopplung ... 170
5. Drosselkopplung ... 171
6. Eingangsschaltung eines NF-Verstärkers ... 171
7. Verstärkerausgang ... 173
a) Aufgabe und Schaltung der Ausgangsstufe ... 173
b) Einfache Endstufen im A-Betrieb ... 175
α) Bemessung des Ausgangsübertragers ... 175
Übersetzungsverhältnis ... 176
Verstärkung v_m in der Bandmitte des Übertragungsbereiches ... 177
Erforderliche Induktivität L_1 und untere Grenzfrequenz f_u 178
Zulässige Streuung σ und obere Grenzfrequenz f_o ... 179
8. Gegenkopplung ... 184
a) Allgemeine Eigenschaften ... 184
b) Stromgegenkopplung ... 185
α) Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung ... 185
β) Klirrfaktorverbesserung durch Gegenkopplung ... 189
γ) Verschiedene Schaltmöglichkeiten der Stromgegenkopplung 190
c) Spannungskopplung ... 192
d) Änderung der Kenngrößen (Innenwiderstand, Steilheit und Durchgriff) der gegengekoppelten Schaltung ... 196

α) Verhältnisse bei Spannungsgegenkopplung 196
β) Verhältnisse bei Stromgegenkopplung 198
c) Eingangswiderstand gegengekoppelter Schaltungen 201
α) Eingangswiderstand bei Spannungsgegenkopplung 201
β) Eingangswiderstand bei Stromgegenkopplung 204
γ) Eingangswiderstand bei kombinierter Strom/Spannungs-Gegenkopplung 206
f) Linearisierung des Frequenzganges durch frequenzunabhängige Gegenkopplung 207
g) Frequenzabhängige Gegenkopplung 209
h) Grenzen der Gegenkopplung 210
9. Gegentaktschaltungen 220
a) Gegentakt-A-Verstärker 222
b) Gegentakt-B-Verstärker 230
c) Gegentakt-AB-Verstärker 237
d) Phasenumkehrschaltungen 242
10. Lautsprecheranschluß 246
a) Angepaßter Anschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Widerstands- und Leistungsdaten 246
b) Anschluß von Tiefton- und Hochtonlautsprechern 249
c) 100-V-Ausgang 252
IV. Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasisschaltungen 256
1. Katodenbasisschaltung 256
2. Gitterbasisschaltung 257
3. Anodenbasisschaltung oder Katodenverstärker 263
a) Berechnung der Verstärkung v' der Schaltung 264
b) Ermittlung der Kenngrößen R_i', S' und D' oder μ' 265
c) Eingangswiderstand des Katodenverstärkers 266
V. Breitbandverstärker 271
1. Direktverstärkung 271
2. Trägerfrequenzverstärkung (HF-Verstärker) 276
VI. Gleichspannungsverstärker (Direktgekoppelter Widerstandsverstärker) 277
1. Einleitung 277
2. Loftin-White-Schaltung 278
3. Gleichspannungsverstärker mit Potentiometerkopplung 280
4. Brückenschaltung eines Gleichspannungsverstärkers 283
5. Gleichspannungsverstärker in Gegentaktschaltung 286
VII. Rauschen 289
1. Weißes Rauschen 289
2. Rauschquellen 290
a) Widerstandsrauschen 290
b) Kreisrauschen 293

c) Antennenrauschen 293
d) Röhrenrauschen 294
α) Rauschen auf Grund des Schroteffektes und der Stromverteilung 294
β) Rauschen auf Grund des Funkeleffektes 296
γ) Influenzrauschen 296
e) Transistorrauschen 297
3. Rauschzahl 297
a) Empfindlichkeit, Grenzempfindlichkeit und Rauschzahl eines Empfängers 297
b) Experimentelle Bestimmung der Rauschzahl eines Empfängers mit dem Rauschgenerator 299
c) Berechnung der Rauschzahl aus den Schaltungsgrößen 304
d) Rauschzahl und NF-Verstärker 309

C. Transistoren

I. Transistoren als Bau- und Schaltelemente 310
1. Wirkungsweise des Transistors 310
a) Stromleitung in Germaniumkristallen 310
b) Germaniumdioden 313
c) Sonderformen von Halbleiterdioden 318
α) Zener-Dioden 318
β) Kapazitätsvariationsdioden 318
γ) Tunneldioden 319
d) Flächentransistoren 320
e) Spitzentransistoren 327
2. Herstellungsverfahren von Flächentransistoren 328
3. Grundschaltungen des Transistors 332
a) Basisschaltung 333
b) Emitterschaltung 335
c) Kollektorschaltung 337
4. Kennlinienfelder des Transistors 339
a) Festlegungen über die Richtungspfeile der Ströme und Spannungen 339
b) Ausgangskennlinien eines Transistors für Strom- und Spannungseinspeisung 345
5. Kenndaten und Vierpolgleichungen des Transistors 356
a) Wahl der Kenngrößen 356
b) Anwendung der Vierpolparameter auf die Berechnung der Betriebseigenschaften eines Transistors 359
c) Meßschaltungen zur Bestimmung der h-Parameter 365
α) Messung des Eingangswiderstandes $R_{1k} = h'_{11}$ bei kurzgeschlossenem Ausgang 365

β) Bestimmung der Kurzschlußstromverstärkung $\beta = h'_{21}$ .. 366
γ) Bestimmung der Spannungsrückwirkung h'_{12} bei offenem Eingang 367
δ) Messung des Ausgangsleitwertes $1/R_{21} = h'_{22}$ bei offenem Eingang 368
d) Ermittlung der h-Parameter aus den Kennlinienfeldern 369
6. Ersatzschaltbilder des Transistors 370
7. Transistoren bei Erwärmung 374
a) Änderungen in den Kennlinienfeldern 374
b) Verlustleistung 376
c) Thermische Stabilisierung durch gute Wärmeableitung 377
d) Thermische Stabilisierung durch richtige Wahl des Arbeitspunktes und seine Konstanthaltung 381
II. Transistorschaltungstechnik 383
1. NF-Verstärker 383
a) Stromversorgung und Arbeitspunkteinstellung einer einzelnen Stufe 384
α) Emitterschaltung 384
β) Basisschaltung 387
γ) Kollektorschaltung 388
b) Arbeitspunktstabilisierung 389
c) Phasenverhältnisse zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen 393
α) Emitterschaltung 393
β) Basisschaltung 395
γ) Kollektorschaltung 395
d) Kopplung zweier Transistorstufen 396
e) Dimensionierung einer RC-gekoppelten Anfangsstufe 398
α) Arbeitspunkt 399
β) Wechselstromverhältnisse 400
f) Treiberstufen 407
g) Gegentaktschaltungen 412
h) Gegenkopplungsschaltungen 428
2. Schwingschaltungen mit Transistoren 431
III. Transistoren bei hohen Frequenzen 437
1. Diffusionskapazität 437
2. Kollektorsperrschichtkapazität 439
3. Ersatzschaltbild eines Transistors bei Hochfrequenz 439
4. f_α- und f_β-Grenzfrequenzen 440
5. Spezielle HF-Transistoren 441
6. Selektive HF-Verstärker 442

D. Gleichrichtung

I. Gleichrichtergrundschaltungen 445
1. Problemstellung 445
2. Röhren- und Trockengleichrichter 446
3. Gleichrichterkennlinie 448
4. Richtspannung, Richtstrom und Richtleistung 451
5. Entwicklung und Eigenschaften der Grundschaltung *1* (Gleichrichter und Widerstand in Reihe) 452
6. Richtkennlinienfeld eines Gleichrichters 462
a) Entstehung und Form 462
b) Arbeitspunkt und Richteffekt 464
c) Richteffekt bei modulierter Hochfrequenz 466
d) Richtwirkungsgrad 469
7. Entwicklung und Eigenschaften der Grundschaltung *2* (Gleichrichter und Widerstand parallel) 469
8. Wechselstromeingangswiderstand einer Gleichrichterschaltung 473
II. Gleichrichterschaltungen der HF-Technik 475
1. Diodengleichrichtung 476
2. Audion- oder Gittergleichrichtung 485
3. Anodengleichrichtung 489
III. Spannungsmessungen mit Gleichrichterschaltungen 490
1. Problemstellung 490
2. Effektivwertbestimmung von Sinusschwingungen 491
a) Gleichrichterschaltungen, die den arithmetischen Mittelwert anzeigen 491
α) Einweggleichrichter 491
β) Doppelweggleichrichter 492
b) Gleichrichterschaltungen, die den Scheitelwert anzeigen 493
α) Einweggleichrichter 493
β) Verdopplerschaltungen 495
3. Messung nichtsinusförmiger Spannungen 497
IV. Netzgleichrichtung 497
1. Grundschaltungen der Netzgleichrichter 498
2. Belastungsarten 501
a) Reine Widerstandsbelastung 501
α) Einwegschaltung 503
β) Mittelpunktschaltung 505
γ) Brückenschaltung 507
b) Belastung mit Gegenspannung (Pufferbetrieb) 509
c) Belastung mit Kondensator und Widerstand 510
α) Spannungsverhältnisse 510
β) Stromverhältnisse auf der Sekundärseite 513
γ) Primärströme 515

δ) Welligkeit der gleichgerichteten Spannung 517
d) Belastung mit Glättungsdrossel 519
3. Entwurf eines Netzgerätes 520
a) Siebschaltung 521
b) Ladekondensator C_1 523
c) Gleichrichter 524
d) Netztransformator 527
α) Transformatorgröße 527
β) Übersetzungsverhältnis 530
γ) Windungszahlen 530
δ) Drahtquerschnitt 531
ε) Isolationszwischenlagen 532
4. Stabilisierung von Anodenspannungen 538
a) Stabilisierung durch Elektronenröhren 539
b) Regelschaltungen mit Transistoren 543
V. Phasenabhängige Gleichrichtung (Phasenbrücken) 551

E. Schwingungserzeugung (Röhrenoszillatoren für Sinusschwingungen)

I. Generatoren mit Schwingkreisen 556
1. Prinzip der Selbsterregung 556
2. Selbsterregungsbedingung 557
a) Amplitudenbilanz 559
b) Phasenbilanz 560
3. Transformatorische Rückkopplungsschaltung von *Meißner* ... 560
a) Phasenverhältnisse 561
b) Erforderliche Größe des Rückkopplungsfaktors 562
c) Speisung der Generatoren 563
4. Induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Schaltung) 565
5. Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Schaltung) 566
6. Huth-Kühn-Schaltung 567
7. Elektronengekoppelte Oszillatoren (Eco-Schaltungen) 569
8. Clapp-Oszillator 570
9. Gegentaktschaltungen 571
10. Rückkopplungsschaltungen für sehr kurze Wellen 572
11. Stabilisierung der Amplitude 575
12. Frequenzstabilisierte Oszillatoren (Quarzgeneratoren) 584
13. Schwebungssummer 587

II. *RC*-Generatoren 588
1. Einleitung 588
2. Wien-Brückengeneratoren 589
3. *RC*-Generatoren mit Phasenkette 592

Schrifttum 595
Namen 596
Sachwörter 597

A. Elektronenröhren

I. Zweielektrodenröhren

1. Physikalische Grundlagen

a) Elektronenbewegung im Feld

Im Jahre 1881 fand *T. A. Edison* bei Versuchen mit Kohlefadenlampen durch Zufall, daß aus Metallen bei Erhitzung Elektronen freigemacht werden können und daß dadurch im Vakuum eine gerichtete Stromleitung erzwungen werden kann. *L. de Forest* und *R. v. Lieben* machten die ersten Versuche und Vorschläge, den thermisch in einem evakuierten Glasgefäß freigemachten Elektronenstrom magnetisch oder elektrisch zu steuern. Aus diesen Anfängen heraus wurde im Laufe der Zeit die moderne Elektronenröhre entwickelt, mit der man neben einer Gleichrichtung vor allem eine Verstärkung und Erzeugung von Wechselspannungen erreichen kann.

Wenngleich die Elektronenröhre in den letzten Jahren auf manchen Gebieten durch Bauelemente aus der Halbleitertechnik, in der Hauptsache Kristalldioden und Transistoren, verdrängt wurde, so behält sie doch für bestimmte Anwendungsgebiete ihre fundamentale Bedeutung. Für das Verständnis der in den Verstärkerschaltungen und Schwingungsgeneratoren auftretenden Probleme ist es jedenfalls am besten, zunächst die Elektronenröhre und ihr schaltungsmäßiges Verhalten zu studieren und erst dann zur Besprechung der Transistoren überzugehen. Dies hängt damit zusammen, daß Elektronenröhren im normalen NF- und HF-Gebiet rückwirkungsfrei arbeiten. Bei ihnen kann die geringe Rückwirkung der Ausgangsseite auf die steuernde Eingangsseite zunächst völlig vernachlässigt werden. Außerdem werden eingangsseitig keine Steuerleistungen, sondern nur Steuerspannungen benötigt, im Gegensatz zu den Transistoren, die zur Steuerung Wechselstromleistungen erfordern und bei denen die Ausgangsseite durch den Kristall hindurch stark auf die Eingangsseite zurückwirkt.

Bei der Elektronenröhre handelt es sich um ein hochevakuiertes Glasgefäß, das mehrere metallische Elektroden enthält. Solange die Elektroden kalt sind, kann selbst beim Anlegen hoher Spannungen kein Strom zwischen den Elektroden fließen. Dies wird erst dann möglich, wenn eine Elektrode durch Erhitzen auf helle Rotglut gebracht wird. Eine glühende Elektrode ist in der Lage, Elektronen freizugeben und aus ihrer Oberfläche austreten zu lassen. Die Elektronen spendende oder emittierende Elektrode wird Katode genannt, die ihr gegenüberliegende, die Elektronen auffangende Elektrode heißt Anode.

Eine Elektronenröhre mit nur zwei Elektroden bildet eine Diode oder Gleichrichterröhre. Beim Anlegen einer Wechselspannung zwischen Katode und Anode kann der Elektronenstrom immer nur dann von der Katode zur Anode fließen, wenn die Anode positiv gegenüber der Katode ist. Zwischen Katode und Anode können zu Steuerungszwecken und Sonderaufgaben ein oder mehrere gitterartige Elektroden angeordnet werden. Auf diese Weise entsteht bei einem Gitter die Dreielektrodenröhre oder Triode und bei zwei oder drei Gittern die Tetrode beziehungsweise Pentode. Der Zusammenhang zwischen dem Stromfluß in der Röhre und den angelegten Spannungen wird durch die Kennlinien der Elektronenröhre vermittelt.

Um den Verlauf der Kennlinien in Abhängigkeit von den Betriebsbedingungen verständlich zu machen, muß zunächst etwas darüber gesagt werden, wie sich Elektronen unter dem Einfluß elektrischer Feldkräfte im Vakuum bewegen und wie es zu ihrer Loslösung oder Emission aus der Katode kommt. Nach der Elektronentheorie besteht der elektrische Strom in der Bewegung von Elektronen. Sie sind die kleinsten Teilchen der Elektrizität und haben eine ganz bestimmte, stets negative Ladung, nämlich die Elementarladung

$$q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}\,\mathrm{As}$$

Elektronen haben auch eine Masse, allerdings nicht Masse im Sinne von Materie wie die chemischen Elemente und ihre Verbindungen. Die Masse, die man den Elektronen zuschreibt, beruht auf ihrer Trägheitswirkung. Sie setzen jeder Änderung der Geschwindigkeit oder Bewegungsrichtung einen Widerstand entgegen, zu dessen Überwindung eine Kraft erforderlich ist. Daher müssen sie nach dem Newtonschen Gesetz $F = mb$ eine bestimmte Masse $m = F/b$ haben. Die Masse des Elektrons ist veränderlich; sie ist von der jeweiligen Geschwindigkeit abhängig. Bei Geschwindigkeiten, die klein gegen die des Lichtes sind, hat das Elektron die

$$\text{Ruhemasse} \quad m_0 = 9{,}11 \cdot 10^{-28}\,\mathrm{g}$$

Mit zunehmender Geschwindigkeit v steigt seine Masse nach dem Gesetz

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}}$$

an, bis sie bei der Lichtgeschwindigkeit c den Wert Unendlich annimmt. Die Massewirkung des Elektrons beruht auf der Trägheitswirkung des magnetischen Feldes, mit dem sich ein bewegtes Elektron umgibt. Ein sich bewegendes Elektron bildet einen elektrischen Strom und ist wie er von einem Magnetfeld umgeben. Das Feld muß jeweils an dem Ort, zu dem das Elektron gerade fliegt, aufgebaut und an dem Ort, von dem es gerade kommt, abgebaut werden. Bei konstanter Geschwindigkeit wird die Energie zum Aufbau des magnetischen Feldes vor dem Elektron aus der beim Abbau des Feldes hinter dem Elektron freiwerdenden Energie genommen. Soll das Elektron beschleunigt werden, so muß vor dem Elektron ein stärkeres Feld aufgebaut werden, als hinter ihm abgebaut wird. In diesem Fall muß von außen

zusätzlich Energie zugeführt werden, das heißt, es muß wie bei der Beschleunigung von Massekörpern eine Kraft aufgewendet werden.

Im Vakuum sind die Elektronen frei beweglich. Beim Fehlen äußerer Kräfte fliegen sie geradlinig mit konstanter Geschwindigkeit durcheinander. Durch Einwirken äußerer Kräfte, beispielsweise denen eines elektrischen oder magnetischen Feldes, erfahren sie je nach der Kraftrichtung eine Beschleunigung, Abbremsung oder Ablenkung aus ihrer geradlinigen Bahn. Es ist bekannt, daß ein elektrisches Feld von der Stärke $|\mathfrak{E}|$ auf das Elektron eine mechanische Kraft von der Größe $F = q\,|\mathfrak{E}|$ ausübt. Sie setzt das Elektron in Bewegung und erteilt ihm eine Beschleunigung; dadurch wächst seine Geschwindigkeit. Die Endgeschwindigkeit, die das Elektron annimmt, erhält man aus einer Energiebetrachtung. Bewegt sich das Elektron unter dem Einfluß der Feldkraft $|\mathfrak{E}|$ um die Strecke $\mathrm{d}s$, so wird auf das Elektron ein kleiner Arbeits- oder Energiebetrag $\mathrm{d}W = F\,\mathrm{d}s = q\,|\mathfrak{E}|\,\mathrm{d}s$ übertragen. Längs des ganzen Weges von der Katode zur Anode nimmt es die Gesamtenergie $W = \int F\,\mathrm{d}s = q\int |\mathfrak{E}|\,\mathrm{d}s$ auf. Die Feldstärke kann sich längs des Weges beliebig ändern. $\int |\mathfrak{E}|\,\mathrm{d}s$ stellt das sogenannte Linienintegral der elektrischen Feldstärke dar. Es hat den Wert der durchlaufenen Spannung U. Damit kann man schreiben $W = qU$. Die elektrisch von außen zugeführte Energie qU setzt sich voll in Bewegungsenergie $mv^2/2$ um. Hatte das Elektron beim Eintritt in das Feld die Geschwindigkeit Null, so muß sein

$$qU = \frac{1}{2}\,mv^2$$

Hieraus folgt für die Endgeschwindigkeit

$$v = \sqrt{\frac{2qU}{m}}$$

Setzt man in diese Gleichung die Konstanten, also $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As und $m_0 = 9{,}11 \cdot 10^{-28}$ g $= 9{,}11 \cdot 10^{-35}$ Ws^3 cm^{-2}, ein, so erhält man für v, wenn man U in V einsetzt, die einfache Zahlenwertsgleichung

$$v \approx 594\sqrt{U} \qquad \text{in km/s} \tag{1}$$

Aus dieser Formel folgt, daß die Elektronen in den Elektronenröhren unter dem Einfluß der dort üblichen Spannungen von 100···1000 V Endgeschwindigkeiten zwischen 6000···18000 km/s annehmen. Im Hinblick auf die sehr kleinen Elektrodenabstände bedeuten diese großen Geschwindigkeitszahlen, daß die Laufzeiten innerhalb der Elektronenröhre verschwindend klein sind und damit alle Steuerungen praktisch momentan und trägheitslos ausgeführt werden.

Erst im Gebiet der Höchstfrequenzen, in dem die Periodendauer einer Schwingung die Größenordnung der Laufzeit durch die Röhre erreicht, muß bei den Steuerungsvorgängen die Endlichkeit der Geschwindigkeiten und Zeiten berücksichtigt werden [1; 2]. In den meisten Fällen ist hier die endliche, wenn auch sehr kleine Laufzeit störend und daher unerwünscht. In den „Laufzeitröhren" nutzt man den Laufzeit-

effekt absichtlich und geschickt so aus, daß durch ihn Schwingungen verstärkt werden.

Die Elektronengeschwindigkeit wird häufig nicht in km/s, sondern nach Gl. (1) einfach durch die Volt-Zahl der durchlaufenen Potentialstrecke angegeben. So sagt man zum Beispiel, die Geschwindigkeit eines Elektrons betrage 0,2 V oder 100000 V. Man meint damit, daß die Geschwindigkeit so groß ist, als ob das Elektron eine Potentialdifferenz von 0,2 V beziehungsweise 100000 V durchlaufen hätte. Diese indirekte Art der Geschwindigkeitsangabe hat den Vorzug, daß aus der Volt-Zahl der Geschwindigkeit sofort ersichtlich ist, wie groß eine Gegenspannung sein muß, um das Elektron unter gleichförmiger Abnahme seiner Geschwindigkeit auf den Wert Null abzubremsen.

Beispiel 1

In einer Röhre betrage der Elektrodenabstand $s = 3$ mm. Welche Zeit benötigt ein Elektron, um diese Strecke beim Anlegen einer Spannung von 324 V zu durchfliegen? Wo liegt die „Grenzfrequenz" dieser Röhre, das heißt, bei welcher Frequenz machen sich gerade noch keine Laufzeiteffekte bemerkbar?

Die Anfangsgeschwindigkeit des Elektrons beim Austritt aus der Katode sei Null. Dann nimmt es nach Gl. (1) eine Endgeschwindigkeit von $v = 594 \sqrt{324} = 10700$ km/s an. Die mittlere Geschwindigkeit des Elektrons ist $v_m = v/2 = 5350$ km/s und daraus folgend seine Laufzeit $t = s/v_m = 3 \cdot 10^{-6}$ km/5350 km $s^{-1} = 0{,}561 \cdot 10^{-9}$ s. Nimmt man an, daß sich Laufzeiteinflüsse so lange nicht bemerkbar machen, wie die Periode T der Schwingung zehnmal größer als die Laufzeit t ist, so ergibt sich $T = 10\,t = 0{,}561 \cdot 10^{-8}$ s oder $f = 1/T = 180 \cdot 10^6$ Hz $= 180$ MHz. Diese Frequenz liegt im UKW-Gebiet. Man erkennt, daß Röhren für das dm- und cm-Wellengebiet wesentlich kleinere Elektrodenabstände haben müssen.

Aufgabe 1

Von welcher Größenordnung müssen die Elektrodenabstände sein, wenn sich die Laufzeiteinflüsse erst bei 3000 MHz ($\lambda = 10$ cm) bemerkbar machen sollen? Es sei $U = 500$ V. (Antwort: 0,2···0,25 mm)

b) Elektronenaustritt aus Metallen

Obwohl die Leitungselektronen in den Metallen frei beweglich sind, sind sie normalerweise nicht imstande, aus einer kalten Katode auszutreten. Nur bei extrem großen Feldstärken an der Leiteroberfläche ist dies möglich (Korona- oder Spitzenentladung) oder bei Glimmentladungen auf Grund eines Ionenbombardements der Katode. Dies liegt daran, daß an der Begrenzungsfläche der Metalle in dem Moment, in dem die Elektronen entweichen wollen, die positiven Atomreste sehr große Anziehungskräfte auf die Elektronen ausüben und sie in den Atomverband zurückziehen. Im Innern eines Leiters heben sich die auf die Elektronen in jedem Moment wirkenden Kräfte auf, da sie von allen Seiten mit der gleichen Stärke auftreten. Hier kann sich deshalb das Elektron frei bewegen. Um von außen Elektronen aus

einer kalten Elektrode herauszureißen, sind Feldstärken von etwa 10^7 V/cm nötig. Die Loslösung von Elektronen wird wesentlich erleichtert

1) durch Erhitzen der Elektrode (Glühkatode),
2) durch Aufprallenlassen von Elektronen oder positiven Gasionen auf eine zunächst kalte Elektrode (Sekundärelektronen, Glimmlampen) und
3) durch den Photoeffekt.

Hier interessiert zunächst nur die erste Methode. Wie jedes Molekül und Atom, so führt auch ein Elektron eine der Temperatur des Körpers entsprechende ungeordnete Wärmebewegung aus. Durch Erhitzen der Katode läßt sich diese Wärmebewegung und damit die kinetische Energie des hin- und herfliegenden Elektrons so weit steigern, daß es befähigt wird, den Wall der atomaren Anziehungskräfte zu durchbrechen und die Katode zu verlassen. Man sagt, die Katode „emittiere" ein Elektron. Das Elektron verliert bei dem Emissionsvorgang seine hohe Wärmegeschwindigkeit. Es fliegt nur mit einer kleinen Restgeschwindigkeit in der Richtung weiter, die es zufällig beim Austritt hatte. Im Außenraum der Katode kann es aber leicht unter den Einfluß äußerer Felder gebracht und dabei unter Beschleunigung in bestimmte Bahnen gelenkt werden.

Die Temperatur, die ein metallischer Leiter zur Freigabe seiner Elektronen haben muß, kann berechnet werden. Die Berechnung ergibt, daß sie um etwa das Zehnfache über dem Wert liegt, bis zu dem man einen Leiter erhitzen darf, wenn er nicht der Gefahr des Schmelzens oder Verdampfens seines emittierenden Überzuges ausgesetzt werden soll. *Tabelle 1* gibt für die wichtigsten Katodenmaterialien die höchstzulässigen Erhitzungstemperaturen und in der dritten Spalte die ihnen entsprechenden Elektronengeschwindigkeiten, in Volt-Zahlen ausgedrückt, an. Man nennt diese Volt-Geschwindigkeiten die Temperaturspannungen E_T, weil sie durch die Temperatur des Leiters bedingt sind. In der letzten Spalte zeigt die Tabelle die für die Emission theoretisch erforderliche Geschwindigkeitsspannung E_0. Sie ist ebenfalls in Volt-Zahlen angegeben und wird Austrittsspannung oder Austrittsarbeit genannt.

	zulässige Temperatur T in °C	Temperaturspannung E_T in V	Austrittsspannung E_0 in V
Wolfram	2300	0,21	4,5
thoriertes Wolfram	1050	0,17	2,6
Bariumoxyd	1100	0,1	1,1

Tabelle 1. Temperaturspannung und Austrittsspannung einiger Katodenmaterialien

Man erkennt, daß den Elektronen im Wolfram durch die Erhitzung im Mittel nur etwa $^1/_{20}$ der theoretisch erforderlichen Volt-Geschwindigkeit erteilt werden kann.

Bei Bariumoxyd unterscheiden sich die erforderliche und maximal zulässige Volt-Geschwindigkeit um etwa den Faktor 10. Wie ist es zu erklären, daß trotz dieses großen Unterschiedes in den Geschwindigkeiten ein merklicher Elektronenaustritt aus der Glühkatode erfolgt? Dies hängt damit zusammen, daß die der ungeordneten Wärmebewegung zugehörigen Geschwindigkeiten nicht einheitlich groß sind, sondern sich nach statistischen Gesetzen in weiten Bereichen um einen der Temperaturspannung zugeordneten Mittelwert gruppieren. Bei der Temperatur T haben zwar die meisten Elektronen nur eine der Temperaturspannung E_T entsprechende und damit zu kleine Geschwindigkeit. Aber es gibt, festgelegt durch Wahrscheinlichkeitsgesetze, in dem erhitzten Körper daneben eine gewisse Anzahl von Elektronen, die die erforderliche Austrittsgeschwindigkeit v_0 haben, damit die molekularen Anziehungskräfte überwinden und aus der Katodenoberfläche austreten können. Trotz der an sich äußerst geringen Wahrscheinlichkeit für solche überschnellen Elektronen (etwa ein Zehnmilliardstel bei Wolfram) ist ihre Menge bei der außerordentlich großen Anzahl freier Elektronen im Metall (Trilliarden/cm³) doch so groß, daß ein Strom meßbarer Größe zustande kommt.

Senderöhren hoher Leistung und Rauschdioden haben Katoden aus Wolfram, Empfängerröhren dagegen Bariumoxydkatoden. Die letzteren haben bei kleiner Heizleistung eine große Emissionsfähigkeit. Vor Benutzung der Röhren muß das Bariumoxyd „aktiviert" werden. Dies geschieht bei der Fabrikation durch „Einbrennen" der Katode mit etwa doppelter Heizspannung. Hierbei bildet sich aus dem Oxyd heraus eine dünne metallische Bariumschicht, die eine starke Steigerung der Emissionsfähigkeit bewirkt.

2. Kennlinie der Zweielektrodenröhre

Die Gesamtheit aller bei einer bestimmten Temperatur emittierten Elektronen bildet den Sättigungsstrom I_s. Er hängt nach folgender Funktion mit der Temperaturspannung E_T und der Austrittsspannung E_0 des betreffenden Katodenmaterials zusammen:

$$I_s = 0{,}8 \cdot 10^{10} E_T^2 \, e^{-\frac{E_0}{E_T}} \qquad (E_T \text{ und } E_0 \text{ in V, } I \text{ in A/cm}^2) \tag{2}$$

Der Sättigungsstrom ist der nach der Wahrscheinlichkeitsrechnung für die betreffende Temperatur sich ergebende maximal mögliche Strom. Er fließt nur unter bestimmten Bedingungen. Der sich wirklich einstellende Strom hängt vor allem noch von dem in der Umgebung der Glühkatode herrschenden elektrischen Feld ab. Dies zeigt sich deutlich, wenn man in der im *Bild 1* angegebenen Meßschaltung den Zusammenhang zwischen dem Emissionsstrom I_e, der hier Anodenstrom I_a genannt wird, und der Spannung zwischen Anode und Katode, der sogenannten Anodenspannung U_a, aufnimmt. Macht man dies für verschiedene Heizströme I_H, also verschiedene Glühtemperaturen der Katode, so erhält man Kurven, wie sie im *Bild 2* wiedergegeben sind; sie heißen die Kennlinien der Röhre.

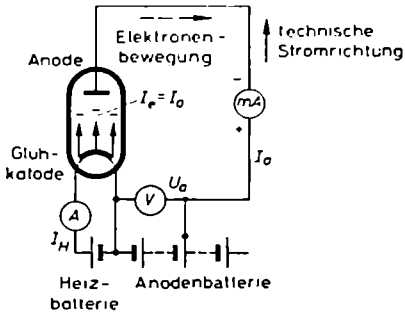


Bild 1. Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie einer Zweielektrodenröhre

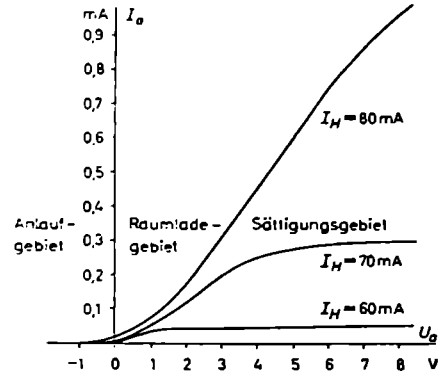


Bild 2. Kennlinie einer Röhre mit Oxydkatode für verschiedene Heizströme

In ihrem Verlauf unterscheidet man drei Gebiete:

das Anlaufgebiet
das Raumladegebiet und
das Sättigungsgebiet

a) Anlaufgebiet

Beim Austritt der Elektronen aus der Metalloberfläche werden die Elektronen stark abgebremst; ihre kinetische Energie wird bei der Überwindung der atomaren Kräfte verbraucht. Dennoch haben einige, vor allem die Elektronen, deren ursprüngliche Geschwindigkeit größer als v_0 war, noch gewisse kleine Restgeschwindigkeiten, die sich nach der Wahrscheinlichkeitstheorie um einen mittleren Wert gruppieren. Hat die Anode gegenüber der Katode ein positives Potential, so werden sämtliche Elektronen zur Anode hinübergezogen. Hat die Anode das gleiche Potential wie die Katode, ist also $U_a = 0$, so fliegen nur die Elektronen zur Anode, die sich im Moment der Emission zufällig gerade auf sie zubewegen. Erteilt man der Anode eine geringe negative Spannung, so werden die auf die Anode zufliegenden Elektronen von ihr abgestoßen und reflektiert. Dennoch gelingt es auch in diesem Fall einer kleinen Schar Elektronen, auf der Anode zu landen und im äußeren Schaltkreis einen schwachen Strom zu bilden. Es sind dies die Elektronen, deren zufällige Geschwindigkeiten, in Volt-Zahlen ausgedrückt, die Gegenspannung der Anode übersteigen. Je stärker negativ die Anode vorgespannt wird, desto weniger Elektronen sind naturgemäß in der Lage, gegen die Gegenspannung anzulaufen. Dieses Gebiet kleiner Anlaufströme bei geringen negativen Anodenspannungen nennt man das „Anlaufgebiet". Es liegt spannungsmäßig bei etwa 0 ··· — 1 V und strommäßig

bei etwa 1···100 µA. Der Anlaufstrom für negative Anodenspannung befolgt, wenn man mit I_0 den Strom bei $U_a = 0$ V bezeichnet, das

$$\text{Anlaufgesetz} \quad I = I_0 \, e^{-|U_a|/E_T} \tag{3}$$

Das Gesetz besagt, daß der Anodenstrom mit wachsender negativer Anodenspannung nach einer e-Funktion schnell abnimmt. Man kann damit rechnen, daß bei $U_a < -0{,}5 \cdots -1$ V praktisch kein Anodenstrom mehr auftritt. Daraus folgt der wichtige Satz: Man kann den Elektronenstrom zu einer Elektrode vollkommen abdrosseln, wenn man der Elektrode gegenüber der Katode eine negative Vorspannung von mehr als 0,5···1 V erteilt.

Übrigens ist beim Einbau des Milliamperemeters in den Anodenkreis der Schaltung vom *Bild 1* zu beachten, daß der „technische" Strom wegen der unglücklichen definitionsmäßigen Festlegung seiner Richtung entgegengesetzt zur Bewegungsrichtung der eigentlichen Ladungsträger, der Elektronen, fließt. Die Plusklemme des Instrumentes darf nicht der Anode, von der die Elektronen kommen, sondern muß der Batterie zugewendet sein.

b) Raumladegebiet

Unabhängig davon, ob die Anode gar nicht oder nur schwach positiv aufgeladen ist, werden aus der Katode so viele Elektronen emittiert, wie es dem Sättigungsgesetz entspricht; trotzdem gelangen nicht alle dieso Elektronen zur Anode. Wie *Bild 3* veranschaulicht, umgeben die eben emittierten und noch sehr langsamen Elektronen die Katode mit einer Wolke negativer „Raumladung". Sie schirmt das

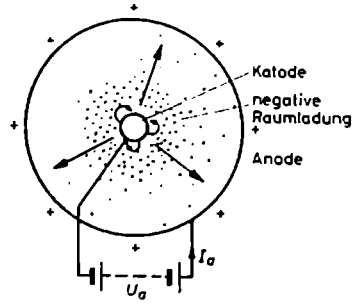


Bild 3. Katode mit negativer Raumladewolke

positive Anodenfeld ab und treibt die nachfolgenden, später emittierten Elektronen zum Teil wieder auf die Katode zurück. So kommt es, daß bei kleiner positiver Anodenspannung U_a nicht sofort der volle Sättigungsstrom, sondern ein kleinerer Strom, der durch das

$$\text{Raumladegesetz} \quad I_a = k \, U_a^{3/2} \tag{4}$$

gegeben ist, zur Anode fließt. Wie Gl. (4) zeigt, steigt dieser Strom nicht linear, aber auch nicht quadratisch, sondern mit der Potenz 1,5 mit der Anodenspannung an. Der Faktor k hängt von der räumlichen Anordnung der Elektroden ab und ist eine Röhrenkonstante. Im Raumladegebiet ist der Einfluß des Heizstromes relativ klein. Das Raumladegesetz gilt nur für Anodenspannungen zwischen Null und der Sättigungsspannung.

c) Sättigungsgebiet

Die Raumladung ist um so geringer, je schneller die Elektronen aus dem Katodenraum abgezogen werden. Dies geschieht um so besser, je höher die Anodenspannung und damit die Geschwindigkeit der Elektronen gewählt wird. Die Auflockerung der Raumladewolke hat zur Folge, daß die Anzahl der wirklich emittierten Elektronen und damit der Anodenstrom wächst.

Der Strom steigt jedoch nicht beliebig mit der Anodenspannung an. Von einer bestimmten Spannung an, der sogenannten Sättigungsspannung, wenn alle in einer bestimmten Zeit aus der Katode emittierten Elektronen in dem gleichen Zeitintervall die Anode erreichen, bleibt der Strom konstant. Sobald die Raumladung verschwunden ist, kann unabhängig von U_a nur der Sättigungsstrom nach Gl. (2) fließen. Der Sättigungsstromwert hängt stark von der Temperatur der Katode ab. Nach *H. Barkhausen* ergibt eine Erhöhung der Temperatur um 20% einen hundertfach größeren Sättigungsstrom und eine 10prozentige Temperaturerhöhung einen zehnfach größeren Sättigungsstrom. Bei einer Temperatursteigerung um 1% erhöht sich der Sättigungsstrom immer noch um 26%.

Jede Elektronenröhre zeigt also folgenden charakteristischen Verlauf ihres Emissionsstromes: Bei kleinen negativen Spannungen fließt ein kleiner Anlaufstrom, bei $U_a = 0$ schließt sich nach geringen positiven Spannungen zu das Raumladegebiet an. Der Strom wächst hier mit der Potenz 1,5 der Anodenspannung. Zum Schluß geht er, wenn von einer bestimmten Anodenspannung an die negative Raumladewolke vollständig zum Verschwinden gebracht ist, in den Sättigungsstrom über.

Für die technische Anwendung der Röhrenkennlinien ist besonders der Raumladekurventeil wichtig, weil sich nur hier der Strom in ausreichendem Maße durch die angelegte Spannung steuern läßt. Im Anlaufgebiet ist der aussteuerbare Strom zu klein, und im Sättigungsgebiet findet bei einer Spannungsänderung überhaupt keine Stromänderung mehr statt. Wenn man die Aussteuerung im Raumladegebiet nicht zu groß vornimmt, kann man die Kennlinienkrümmung vernachlässigen und mit einer praktisch proportionalen Stromänderung rechnen.

3. Direkte und indirekte Heizung

Man unterscheidet die direkte und die indirekte Heizung der Katode. Bei der direkten Heizung fließt der Heizstrom mit durch den emittierenden Glühdraht. Wolframkatoden sind zum Beispiel immer direkt geheizt. In diesem Fall hat die

Katode der Anode gegenüber nicht überall das gleiche Potential. Erfolgt die Heizung wie im *Bild 4* mit Gleichstrom, so führt das linke, am Pluspol der Heizbatterie liegende Katodenende eine um die Heizspannung geringere Spannung gegen die Anode als das rechte, am Minuspol liegende Heizfadenende. Wegen der Gegenläufigkeit von Emissionsstrom und Heizstrom fließt im linken Teil ein kleinerer

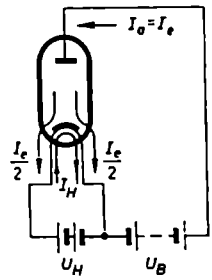


Bild 4. Direkte Heizung aus einer Gleichspannungsbatterie U_B

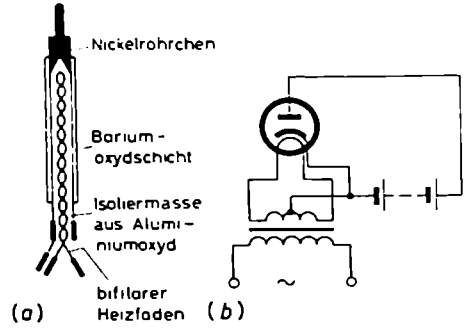


Bild 5. (a) Aufbau einer indirekt geheizten Katode; (b) Schaltung einer Röhre mit indirekter Heizung aus dem Wechselstromnetz

Gesamtaufheizungsstrom als im rechten Teil, wo sich Heiz- und Emissionsstrom addieren. Die Folge ist, daß der Heizfaden ungleichmäßig erhitzt und dementsprechend emissionsmäßig verschieden stark beansprucht wird.

Der Nachteil ungleichmäßiger Aufheizung entfällt, wenn mit Wechselstrom geheizt wird. In diesem Fall wird der Minuspol der Anodenbatterie meistens an die Mitte der Heizfadenwicklung des Netztransformators gelegt, ähnlich wie im *Bild 5* bei indirekter Heizung. Die direkte Heizung mit Wechselstrom wirkt sich jedoch auf das Brummgeräusch ungünstig aus. Durch die periodisch mit 50 Hz schwankenden Potentiale der Katodenenden wird bei geringen Unsymmetrien leicht der Anodenstrom im Rhythmus der Netzfrequenz beeinflußt; er liefert dann das störende Netzbrummen.

Dieser Nachteil läßt sich bei der indirekten Heizung weitgehend vermeiden. In diesem Fall emittiert der heizende Faden nicht selbst. Er übernimmt nur die Aufheizung eines keramischen oder metallischen Röhrchens, das außen auf einer metallischen Unterlage eine Schicht stark emittierenden Bariumoxyds trägt (*Bild 5a*). Dadurch, daß der erhitzende Draht nicht mehr direkt an der Emission beteiligt und außerdem als bifilare Wendel ausgebildet ist, ruft er auch dann in der Röhre keine Brummspannung hervor, wenn er mit Wechselstrom geheizt wird. Die Schaltung einer indirekt mit Wechselstrom geheizten Röhre zeigt *Bild 5(b)*. Um keine großen Potentialunterschiede zwischen dem Heizdraht und der eigentlichen Katode aufkommen zu lassen, wird der Heizdraht mit auf das Potential der Katode gelegt. Aus

Symmetriegründen geschieht das in der Mitte der Heizwicklung des Netztransformators. Der Einfachheit halber wird die Katode aber auch oft nur mit dem einen Heizfadenende verbunden. Wegen der Wärmeträgheit ihrer Teile benötigt die indirekte Heizung eine längere Anheizzeit als die direkt geheizte Katode.

In den Verstärkern und Rundfunkempfängern werden im allgemeinen mehrere Röhren benötigt. Die Heizfäden dieser Röhren können entweder alle parallel (*Bild 6a*) oder alle in Reihe (*Bild 6b*) geschaltet werden. In reinen Wechselstromgeräten, in denen nur eine Wechselstromheizung in Frage kommt, wird die Parallelschaltung bevorzugt. Alle Röhren sind hier für die gleiche Heizspannung ausgelegt. Die Stromaufnahme der einzelnen Röhre richtet sich nach der erforderlichen Heizleistung. Sie ist bei Leistungsröhren größer als bei den leistungsschwächeren Eingangsröhren eines Verstärkers.

In Allstromgeräten, die wahlweise an ein Gleichstrom- oder Wechselstromnetz angeschlossen werden und deshalb keinen Netztransformator haben können, wird die Serienschaltung der Heizfäden bevorzugt. Hier müssen sämtliche Röhren für den gleichen Heizstrom ausgelegt sein. Je nach der benötigten Heizleistung benötigen die einzelnen Röhren verschieden große Spannungen. Wo dabei die Summe der Heizspannungen nicht den Wert der Netzspannung erreicht, muß entweder ein Reihenwiderstand R_H (*Bild 6b*) oder ein passender Eisenwasserstoffwiderstand (*EW*) vorgeschaltet werden. Der Eisenwasserstoffwiderstand hat den Vorzug, daß er den Heizstrom bei Schwankungen der Netzspannung konstanthält.

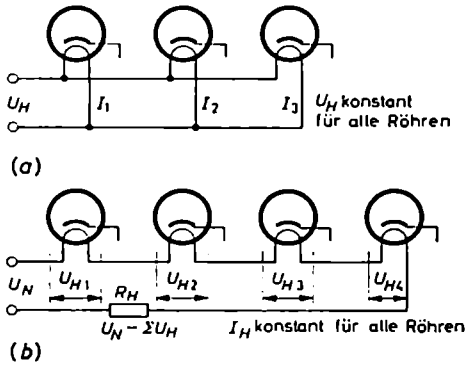


Bild 6. (a) Parallelschaltung, (b) Reihenschaltung von Röhrenheizfäden

In den Listen der Röhrenhersteller ist bei Röhren, die für Parallelschaltung geeignet sind, die also für gleiche Heizspannung ausgelegt sind, der Spannungswert durch Fettdruck hervorgehoben; bei Röhren, deren Heizfäden in Reihe geschaltet werden sollen, bei denen es also auf gleichen Heizstrom ankommt, ist der Stromwert durch Fettdruck hervorgehoben. Es gibt auch Röhrentypen, die sowohl zur Parallel- als auch zur Reihenschaltung geeignet sind. Bei ihnen sind sowohl der Spannungs- als auch der Stromwert fettgedruckt.

Im übrigen gibt bei den europäischen Rundfunk- und Spezialröhren der erste Buchstabe im Röhrenkennzeichen, zum Beispiel das E bei der Röhre EBF 11, Aufschluß über den charakteristischen Heizwert der Röhre und damit die Verwendung der Röhrenserie in bestimmten Empfängertypen (Batterie-, Auto-, Wechselstrom- oder Allstromgeräten). So haben, um nur einige zu nennen, alle Röhren der A-Serie (AC 2, AL 4, AD 1) eine feste Heizspannung von 4 V, die der E-Serie (EF 80, EL 84, ECH 81) eine feste Heizspannung von 6,3 V, die der P-Serie einen festen Heizstrom von 300 mA und die der U-Serie einen festen Heizstrom von 100 mA.

4. Anwendung der Zweielektrodenröhre

Die bisher behandelte Elektronenröhre ist eine Zweielektrodenröhre. In dieser Form findet sie hauptsächlich als Gleichrichterröhre Anwendung, und zwar

1) als Hochfrequenzgleichrichterröhre oder Diode in zahlreichen Empfängern. Sie hat hier die Aufgabe, die modulierte Hochfrequenz gleichzurichten und dadurch die niederfrequente Nachricht wieder hörbar zu machen. Wegen der geringen zu verarbeitenden Leistungen hat eine solche Röhre nur kleine Abmessungen. Ihr System kann daher leicht zusammen mit einem zweiten Diodensystem in einem einzigen Glaskolben untergebracht werden; solche Röhren heißen Duodioden.

2) als Netzgleichrichterröhre in Stromversorgungsgeräten. Da die Zweielektrodenröhre nur dann stromdurchlässig ist, wenn an der Anode eine gegenüber der Katode positive Spannung liegt, kann mit ihr Wechselstrom gleichgerichtet und unter Zuhilfenahme entsprechender Glättungsschaltungen in eine saubere Gleichspannung umgewandelt werden. Die einfache Zweielektrodenröhre ermöglicht eine „Einweggleichrichtung". Bei Einbau von zwei Systemen in einen Glaskolben entsteht die „Doppelweggleichrichterröhre". Näheres über den Einsatz der Zweielektrodenröhren in Gleichrichterschaltungen wird im Kapitel D. beschrieben.

II. Dreielektrodenröhren oder Trioden

1. Steuerspannung

Abgesehen von den Gleichrichterröhren haben alle anderen Röhren zwischen Katode und Anode weitere Elektroden. Diese Elektroden sind in der Regel als Drahtwendel ausgeführt und zentrisch um die Glühkatode gelegt. Sie sind nicht massiv, sondern gitterartig, damit die von der Katode emittierten Elektronen durch sie hindurch zur Anode fliegen können. Mit ihnen läßt sich der Emissionsstrom in seiner Stärke steuern.

Im einfachsten Fall ist zwischen Katode und Anode nur ein Gitter angebracht; man nennt es Steuergitter, und die ganze Röhre wird als Dreielektrodenröhre oder Triode bezeichnet. *Bild 7 (a)* gibt den Aufbau und *Bild 7 (b)* die Schaltung

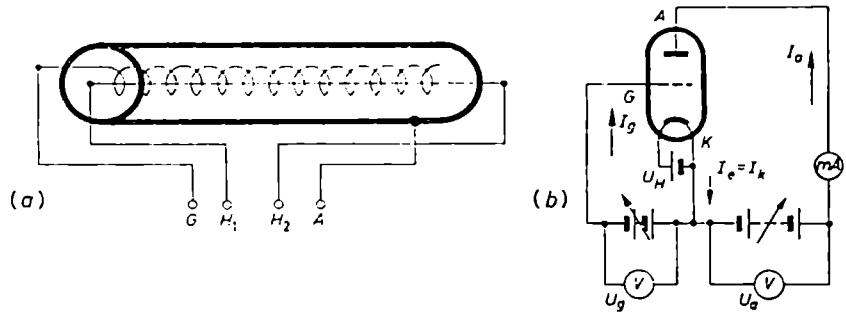


Bild 7. (a) Prinzipieller Aufbau einer Triode; (b) Schaltung einer Triode

einer solchen Röhre wieder. *A* stellt die Anode, *G* das Steuergitter und *K* die Katode dar.

Wie bei den Zweipolröhren hängt auch hier der Emissionsstrom I_e der Katode von dem elektrischen Feld in der unmittelbaren Umgebung der Katode ab. Dieses Feld wird in der Hauptsache von der Raumladung bestimmt, die selbst wiederum von der Anoden- und Gitterspannung abhängig ist. Die Steuerwirkung der beiden Elektroden hängt von ihrer geometrischen Anordnung ab; die des Gitters ist wegen des geringeren Abstandes zur Katode größer als die der Anode. Bei der Berechnung der Emissionsverhältnisse faßt man die Anoden- und Gitterspannung in bestimmter Weise zu einer einzigen resultierenden „Steuerspannung" zusammen. Man denkt

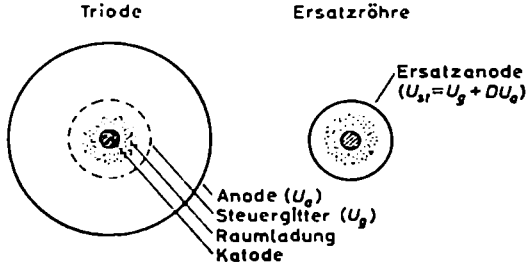


Bild 8. Triode mit gitterloser Ersatzröhre

sich das Dreielektrodensystem nach *Bild 8* durch ein Zweielektrodensystem mit einer Massivelektrode in der Gitterebene ersetzt und berechnet die Spannung, die diese Ersatzelektrode haben muß, um in der unmittelbaren Umgebung der Katode die gleichen Feld- und Raumladeverhältnisse wie Gitter und Anode zusammen hervorzurufen. Die Ersatzspannung bildet die Steuerspannung und wird mit U_{st} bezeichnet. Das Ganze ist ein vorwiegend elektrostatisches, von den Teilkapazitäten zwischen Gitter und Katode beziehungsweise zwischen Anode und Katode abhän-

giges Problem. Seine Durchrechnung ergibt für die resultierende Steuerwirkung von Anode und Gitter die wichtige Formel

$$U_{st} = U_g + D\,U_a \tag{5}$$

Die Steuerspannung setzt sich hiernach aus der vollen Gitterspannung und einem gewissen Anteil der Anodenspannung zusammen. Dieser Anteil wird durch den Faktor D charakterisiert. Man hat für D die Bezeichnung „Durchgriff" gewählt, um darauf hinzuweisen, daß anodenseitig nur die elektrischen Feldlinien, die vom Anodenraum durch die Gittermaschen in den Katodenraum „durchgreifen", an der Steuerung des Emissionsstromes beteiligt sind. Der Durchgriff D kann aus der geometrischen Anordnung des Gitters und der Anode berechnet werden. Theoretisch ist er eine von den Betriebsverhältnissen unabhängige, konstante Röhrengröße, deren Wert nur von den Teilkapazitäten C_{gk} und C_{ak} bestimmt wird.

Die Steuerspannung U_{st} ist die für die Stärke des Emissionsstromes maßgebliche Größe. Da die Elektronenröhren normalerweise weder im Anlauf- noch im Sättigungsgebiet, sondern im Raumladegebiet arbeiten, wird der Emissionsstrom I_e im wesentlichen durch die der Gl. (4) entsprechende Raumladeformel

$$I_e = k'\,U_{st}^{3/2}$$

festgelegt. Führt man in diese Formel Gl. (5) ein, ergibt sich

$$I_e = k'\,(U_g + D\,U_a)^{3/2} \tag{6}$$

Hiernach ist es für den Emissionsstrom belanglos, wie groß die Gitter- und die Anodenspannung im einzelnen sind. Damit ein Strom fließt, kommt es lediglich darauf an, daß der Klammerausdruck $U_g + D\,U_a$ gleich oder größer Null und positiv ist. U_g kann beispielsweise ohne weiteres negativ sein, wenn dafür U_a nur entsprechend stark positiv ist. Ist in einem Fall der Durchgriff D zum Beispiel 10% und sollen die Spannungskombinationen angegeben werden, bei denen, abgesehen vom Anlaufeffekt, der Stromfluß gerade einsetzt, muß U_{st} insgesamt Null sein. Dies bedeutet, daß

bei $U_g = -1\,\mathrm{V}$ die Anodenspannung $U_a = +10\,\mathrm{V}$
oder bei $U_g = -2\,\mathrm{V}$ die Anodenspannung $U_a = +20\,\mathrm{V}$
oder bei $U_g = -8\,\mathrm{V}$ die Anodenspannung $U_a = +80\,\mathrm{V}$

sein muß. Liegt in einem anderen Fall an der Anode eine Spannung von $U_a = 250\,\mathrm{V}$ und ist die Gitterspannung $U_g = -5\,\mathrm{V}$, wird die Steuerspannung $U_{st} = -5\,\mathrm{V} + +0{,}1 \cdot 250\,\mathrm{V} = +20\,\mathrm{V}$. Demgemäß fließt ein Emissionsstrom von $I_e = k' \cdot 20^{3/2}$.

Aus Gl. (6) läßt sich noch eine weitere wichtige Schlußfolgerung ziehen: Sind U_g und U_a beide positiv, wird sich der Emissionsstrom I_e in zwei Teilströme, einen Anodenstrom I_a und einen Gitterstrom I_g, aufteilen. Im wesentlichen wird die Verteilung vom Verhältnis der Auffangflächen der Gitterwendel zur Durchgriffsfläche der Anode bestimmt. Diese Teilung des Emissionsstromes ist in den meisten Fällen nicht erwünscht, da sie zu einer Verzerrung führt. Sie kann vermieden werden,

wenn man U_g dauernd negativ hält. Der gesamte Emissionsstrom I_e, der auch Katodenstrom I_k genannt wird, fließt dann als Anodenstrom I_a zur Anode. Der Gitterkreis ist in diesem Fall stromlos; er übt aber dennoch durch die Größe seiner negativen Spannung eine Steuerwirkung auf die Höhe des Anodenstromes aus. Ein Kreis, in dem wohl eine Spannung wirksam ist, aber nicht gleichzeitig ein Strom fließt, verbraucht keine Leistung. Daraus folgt der wichtige Satz, daß mit Hilfe eines negativ vorgespannten Gitters eine leistungslose Aussteuerung des Anodenstromes vorgenommen werden kann. Auf diesem Prinzip leistungsloser Steuerbarkeit beruht die große Bedeutung der Elektronenröhre für die Verstärkertechnik.
Die Strom- und Steuerungsverhältnisse in einer Triode lassen sich auch mit Hilfe des Verlaufs der Potentiallinien in der Röhre gut verständlich machen. In diesem Zusammenhang sei auf die vorzügliche Lichtbildserie über die Triode in der Reihe „Physikalische Grundlagen der Elektronik" von *Dr. Lucas*, Stuttgart, hingewiesen.

2. Kennlinienfelder

Da bei der Triode der Anodenstrom nicht nur von der Anodenspannung, sondern auch von der Gitterspannung abhängt, kann der Zusammenhang zwischen den drei Größen I_a, U_a und U_g nicht mehr ohne weiteres, wie bei der Zweipolröhre, durch eine einzige Kurve veranschaulicht werden. Entweder muß die Darstellung in einem dreidimensionalen Achsenkreuz mit den drei Ordinaten U_g, U_a und I_a vorgenommen oder zur Parameterdarstellung übergegangen werden; die letzte ist die übliche. In einem rechtwinkligen Koordinatensystem zeichnet man mehrere Kurven mit der dritten Größe als Parameter. Auf diese Weise erhält man ein ganzes Kennlinienfeld. Die beiden wichtigsten sind das I_a/U_g- und das I_a/U_a-Kennlinienfeld. Das U_a/U_g-Kennlinienfeld mit I_a als Parameter ist nicht gebräuchlich.

Bild 9 gibt das I_a/U_g- und das I_a/U_a-Kennlinienfeld einer idealen Triode wieder; Man versteht darunter eine Röhre, die das Raumladegesetz streng erfüllt. Die Kurven wurden für eine Röhre mit $D = 4\%$ und $k' = 0{,}60\ \mathrm{mA/V^{1,5}}$ berechnet;

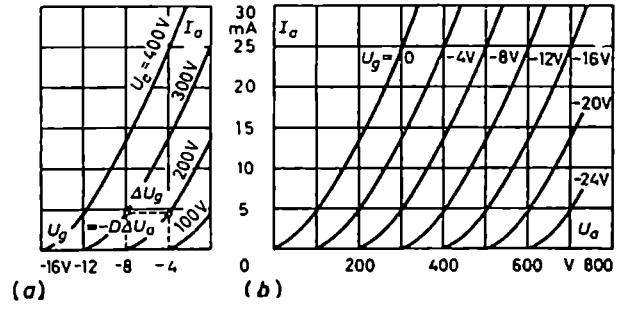


Bild 9. Kennlinienfelder einer „idealen" Triode. (a) I_a/U_g-Kennlinienfeld; (b) I_a/U_a-Kennlinienfeld

sie gelten nur für das Raumladegebiet und nur für negative Gitterspannungen. Das I_a/U_g-Kennlinienfeld entsteht, wenn man in der Schaltung vom *Bild 7* (*b*) den Anodenstrom in seiner Abhängigkeit von der Gitterspannung aufnimmt und dabei der Anodenspannung verschiedene, aber während einer Versuchsreihe feste Werte erteilt. Die Kurven für die einzelnen U_a-Parameter sind gegeneinander parallel um den Betrag $\Delta U_g = -D\Delta U_a$ verschoben, denn für konstanten Anodenstrom, das heißt für eine Gerade parallel zur U_g-Achse, muß nach Gl. (6) der Klammerausdruck $(U_g + DU_a)$, der die Steuerspannung U_{st} darstellt, konstantbleiben. Hat sich die eine Größe, zum Beispiel U_g, um $+\Delta U_g$ geändert, muß sich die andere Größe, hier U_a, um den gleichen, im Vorzeichen aber entgegengesetzten Betrag, also $-D\Delta U_a$, ändern. Gehört beispielsweise zu $U_g = -8$ V und $I_a = 5$ mA eine Anodenspannung von 300 V, so muß die Kennlinie, die bei $U_g = -4$ V den gleichen Anodenstrom liefert, mit $U_a = 200$ V bezeichnet sein, weil $-D\Delta U_a = -0{,}04 \cdot 100$ V $= -4$ V die positive Verschiebung der Gittervorspannung um $+\Delta U_g = 4$ V gerade wiederaufhebt. Für $U_g = -DU_a$ wird die Steuerspannung Null und damit auch $I_a = 0$. Hieraus folgt, daß sich die Kennlinien im I_a/U_g-Kennlinienfeld für die verschiedenen Anodenspannungen jeweils bei einer Gitterspannung vom Wert $-DU_a$ von der Nullinie abzuheben beginnen.

Das I_a/U_a-Kennlinienfeld zeigt die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung. Dem Gitter sind dabei definierte, in bestimmter Stufung geänderte Spannungen erteilt. Bei einer Gitterspannung von beispielsweise -8 V muß die Anodenspannung erst bis auf 200 V ansteigen, ehe der Anodenstrom einsetzen kann; denn erst ab $U_a = 200$ V wird die resultierende Steuerspannung $U_{st} = U_g + DU_a = -8$ V $+ 0{,}04 \cdot 200$ V $= 0$ V und größer, so daß ein Strom zur Anode fließen

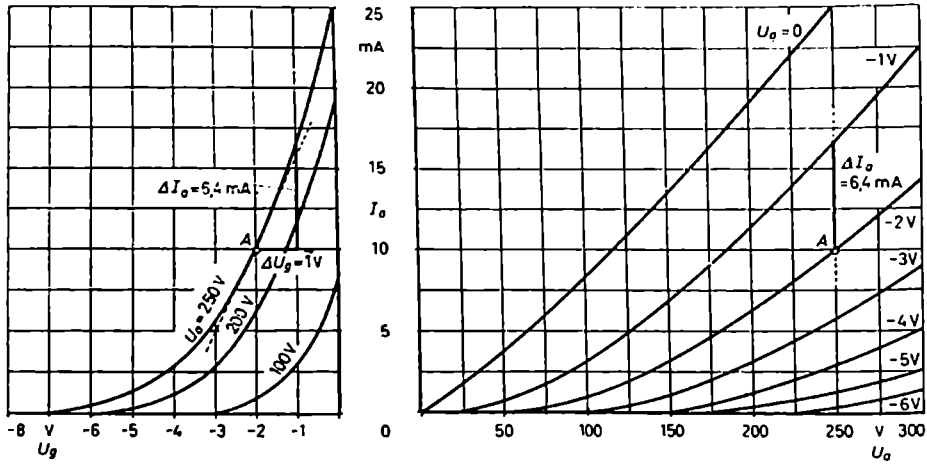


Bild 10. Zur Definition und Ermittlung der Steilheit S einer Röhre (Kennlinienfelder der EC 92)

kann. Bei größeren oder kleineren Gitterspannungen beginnt der Anodenstrom entsprechend später oder früher zu fließen.

Die Kennlinien der technischen Röhren weichen etwas von dem theoretischen Verlauf ab. Wegen des Anlaufgebietes stoßen sie bei $I_a = 0$ nicht, wie im *Bild 9*, unter einem spitzen Winkel auf die Abszissenachse, sondern laufen in flachem Bogen nach Null ein. Der Durchgriff D ist nur bei idealen Trioden eine allein von der geometrischen Anordnung der Elektroden abhängige Konstante. In Wirklichkeit ändert er sich mit den Betriebsverhältnissen etwas. Auch das Raumladegesetz wird von den technischen Röhren nur annähernd erfüllt. Die Abweichungen sind im I_a/U_a-Kennlinienfeld daran erkennbar, daß die einzelnen Kurven nicht genau parallel verlaufen, sondern zu größeren Anodenspannungen hin fächerartig auseinanderstreben (*Bild 10*).

3. Röhrenkennwerte

Um das Verhalten der Trioden bei der Aussteuerung durch Wechselspannungen rein rechnerisch erfassen zu können, hat man für die Röhre bestimmte Röhrenkenndaten eingeführt. Sie sind so ausgesucht, daß sie in möglichst einfacher Weise den Zusammenhang zwischen den Wechselströmen und -spannungen auf der Gitter- und Anodenseite zu beschreiben gestatten. Die Kenngrößen sind: Steilheit, Durchgriff und innerer Widerstand.

Die Kennwerte sollen ein Maß für die Änderung sein, die eine der drei elektrischen Größen (Anodenstrom, Gitterspannung und Anodenspannung) erfährt, wenn sich eine der beiden anderen um einen bestimmten Betrag ändert. Sie müssen mit den Änderungstendenzen, das heißt Steigungsmaßen, der verschiedenen Kennlinien zusammenhängen und daher Differentialquotienten der Kennlinienfunktionen sein. Geht man davon aus, daß der Funktionszusammenhang der drei Größen I_a, U_g und U_a ganz allgemein in der Form

$$I_a = f(U_g, U_a)$$

darstellbar ist, so kann man sechs verschiedene partielle Differentialquotienten aufstellen. Je zwei von ihnen sind reziprok zueinander und damit einander verwandt. Die wichtigsten sind

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_g}\bigg|_{U_a = \text{konstant}} \quad \frac{\partial U_a}{\partial I_a}\bigg|_{U_g = \text{konstant}} \quad \frac{\partial U_g}{\partial U_a}\bigg|_{I_a = \text{konstant}} \quad \text{oder} \quad \frac{\partial U_a}{\partial U_g}\bigg|_{I_a = \text{konstant}}$$

Diese Differentialquotienten hat man nach ihrer inneren Bedeutung mit sinnvollen Bezeichnungen belegt.

a) Steilheit S

Der Differentialquotient $\partial I_a/\partial U_g$ bei U_a = konstant kennzeichnet die Änderung ∂I_a, die der Anodenstrom erfährt, wenn sich die Gitterspannung um ∂U_g ändert, aber die Anodenspannung konstantbleibt. Er beschreibt also die Steuerwirkung

des Gitters und seiner Spannung auf den Anodenstrom; man nennt ihn „Steilheit" und bezeichnet ihn mit S. Der Name Steilheit rührt daher, daß er sich im I_a/U_g-Kennlinienfeld als Steigungsmaß oder Steilheitsmaß einer Kennlinie vorfindet. Die I_a/U_g-Kennlinien erfüllen nämlich die Bedingung der Konstanz der Anodenspannung, denn sie sind jeweils für eine feste, definierte Anodenspannung gezeichnet. Hieraus folgt, daß man die Steilheit S grafisch aus dem I_a/U_g-Kennlinienfeld abgreifen kann (*Bild 10*). Sofern die Kennlinien nicht zu stark gekrümmt sind, werden statt der Differentialquotienten Differenzenquotienten, also statt der Tangenten die Kennlinien selbst benutzt. Mithin gilt

$$\text{Steilheit} \quad S = \frac{\partial I_a}{\partial U_g}\bigg|_{U_a = \text{konstant}} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}\bigg|_{U_a = \text{konstant}} \tag{7}$$

Im *Bild 10* wird beispielsweise abgegriffen

$$S \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{6{,}4\ \text{mA}}{1\ \text{V}} = 6{,}4\ \text{mA/V}$$

Der genauere Wert entsprechend der Tangente wäre $S = 5{,}5$ mA/V. Die hier abgegriffene Steilheit gilt für den Arbeitspunkt $U_a = 250$ V und I_a 10 mA. Die Steilheit ist auf einer Kennlinie nicht konstant. Im unteren Teil der Kennlinie ist sie wesentlich kleiner, im oberen Teil größer. Je größer die Steilheit ist, desto größere Verstärkungen können erzielt werden. Es genügen dann kleine Gitterspannungsänderungen, um große Stromänderungen auf der Anodenseite hervorzurufen.

Die Steilheit S kann auch im I_a/U_a-Kennlinienfeld abgegriffen werden, allerdings nicht als Steigungsmaß einer Kennlinie. Man hat in dem gewählten Arbeitspunkt A (*Bild 10*) eine Senkrechte nach unten oder oben einzuzeichnen und darauf den Abstand zweier benachbarter Kennlinien zu markieren. Der Abstand kennzeichnet einmal eine Stromänderung ΔI_a und zum anderen die dazugehörige Gitterspannungsänderung ΔU_g. Da die senkrechte Gerade angibt, daß für jeden ihrer Punkte die Anodenspannung konstant ist, liefert der Quotient aus Strom- und Gitterspannungsänderung die Steilheit S. Im *Bild 10* wird beispielsweise im Arbeitspunkt ($I_a = 10$ mA, $U_a = 250$ V) abgelesen

$$S \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}\bigg|_{U_a = 250\,\text{V}} = \frac{6{,}4\ \text{mA}}{1\ \text{V}} = 6{,}4\ \text{mA/V}$$

b) Leerlaufverstärkungsfaktor μ oder Durchgriff D

Es wird gesetzt

$$\mu = -\frac{\partial U_a}{\partial U_g}\bigg|_{I_a = \text{konstant}} \quad \text{oder} \quad D = \frac{1}{\mu} = -\frac{\partial U_g}{\partial U_a}\bigg|_{I_a = \text{konstant}} \tag{8}$$

Der Differentialquotient μ gibt an, um wieviel sich die Anodenspannung ändert, wenn sich die Gitterspannung um 1 V ändert und die Schaltung dabei so ausgelegt

ist, daß der Anodenstrom konstantbleibt. Da für konstanten Anodenstrom beide Änderungen entgegengesetzt sein müssen (U_a muß ja konstantbleiben), μ aber eine positive Zahl sein soll, ist in Gl. (8) das Minuszeichen eingeführt worden. Die Bezeichnung „Leerlaufverstärkungsfaktor" wurde deshalb gewählt, weil dieser Differentialquotient, wie sich später herausstellen wird, die maximal mögliche Verstärkung der betreffenden Röhre darstellt. Der Reziprokwert von μ ist mit dem Durchgriff D identisch.

Sowohl μ als auch D tauchen in den üblichen Kennlinienfeldern nirgends als Steigungsmaße einer Kurve auf. Dazu müßte man ein U_a/U_g-Kennlinienfeld mit I_a als Parameter haben. Dennoch lassen sie sich, wie *Bild 11* andeutet, leicht aus ihnen abgreifen. Man hat in dem Punkt, in dem man μ oder D bestimmen will – einerlei, ob im I_a/U_g- oder I_a/U_a-Kennlinienfeld –, eine waagerechte Linie zu zeichnen; sie deutet die Konstanz des Stromes an. Dann hat man auf dieser Linie den Abstand zweier benachbarter Kennlinien zu markieren. Die Schnittpunkte der Kennlinien mit der waagerechten Linie kennzeichnen zwei Spannungskombinationen (U_a, U_g und $U_a \pm \Delta U_a$, $U_g \mp \Delta U_g$), die konstanten Strom liefern. Der Abstand zwischen den Schnittpunkten muß damit einerseits ein Maß für die Änderung ΔU_g sein, die U_g erfahren hat, und andererseits zugleich ein Maß für die Änderung ΔU_a, die U_a beim Übergang vom einen zum anderen Zustand durchgemacht hat. Drückt man daher den Abstand sowohl gitterspannungsmäßig als auch anoden-

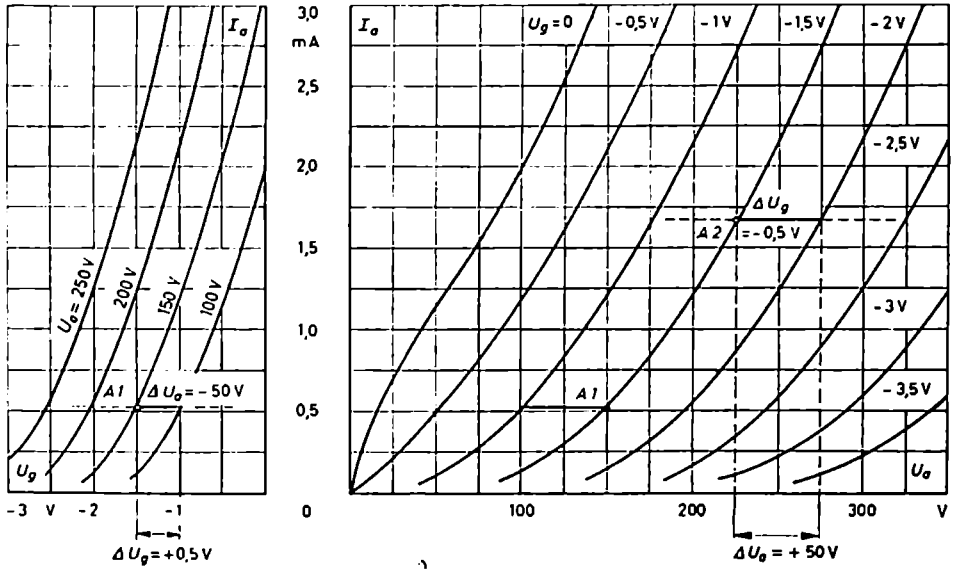


Bild 11. Zur Ermittlung des Durchgriffs D oder der Leerlaufverstärkung μ einer Röhre (Kennlinienfelder des Triodenteils der EBC 01)

spannungsmäßig aus, so muß das Verhältnis beider Zahlenwerte den gesuchten Durchgriff oder Leerlaufverstärkungsfaktor ergeben. Es gilt

$$D = \frac{1}{\mu} \approx -\left.\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}\right|_{I_a = \text{konstant}} \tag{9}$$

Dasselbe ergibt sich aus folgender Überlegung: Ändert sich U_g um ΔU_g, so muß, damit der Anodenstrom I_a konstantbleibt, die Steuerspannung ihren augenblicklichen Wert beibehalten, das heißt, es muß sein

$$U_{g1} = U_{g2}$$

oder

$$U_g + D U_a = U_g + \Delta U_g + D(U_a + \Delta U_a)$$

Daraus folgt

$$0 = \Delta U_g + D \Delta U_a$$

oder

$$D = -\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$$

In dem Beispiel vom *Bild 11* ergibt sich im Arbeitspunkt *A 1* ($U_g = -1{,}5$ V, $U_a = 150$ V) $D = -\frac{-0{,}5\text{ V}}{-50\text{ V}} = 1\%$ oder $\mu = 100$ und im Arbeitspunkt *A 2* ($U_g = -1{,}5$ V, $U_a = 225$ V) $D = -\frac{-0{,}5\text{ V}}{+50\text{ V}} = 1\%$ oder $\mu = 100$.

c) Innenwiderstand R_i

Wegen seiner Dimension wird der zweite der obenaufgeführten Differentialquotienten, nämlich $\left.\frac{\partial U_a}{\partial I_a}\right|_{U_g = \text{konstant}}$, als Widerstand bezeichnet. Da er angibt, welche Anodenspannungsänderung (Wechselspannung) erforderlich ist, um bei konstanter Gitterspannung in der Röhre eine bestimmte Stromänderung (Wechselstrom) hervorzurufen, charakterisiert er den inneren Wechselstromwiderstand, den die Röhre anodenseitig, also auf der Ausgangsseite hat. Er wird der „Innenwiderstand" der Röhre genannt und mit R_i bezeichnet.

Es gilt

$$\textbf{Innenwiderstand} \quad R_i = \left.\frac{\partial U_a}{\partial I_a}\right|_{U_g = \text{konstant}} \tag{10}$$

Grafisch erscheint er, wie *Bild 12* veranschaulicht, im I_a/U_a-Kennlinienfeld als Reziprokwert des Steigungsmaßes einer Kennlinie – auf einer solchen ist U_g konstant – oder einfacher als Tangens des Winkels α. Der Innenwiderstand wird häufig bei nicht zu starker Krümmung der Kennlinie nach der Näherung

$$R_i \approx \left.\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}\right|_{U_g = \text{konstant}} \tag{11}$$

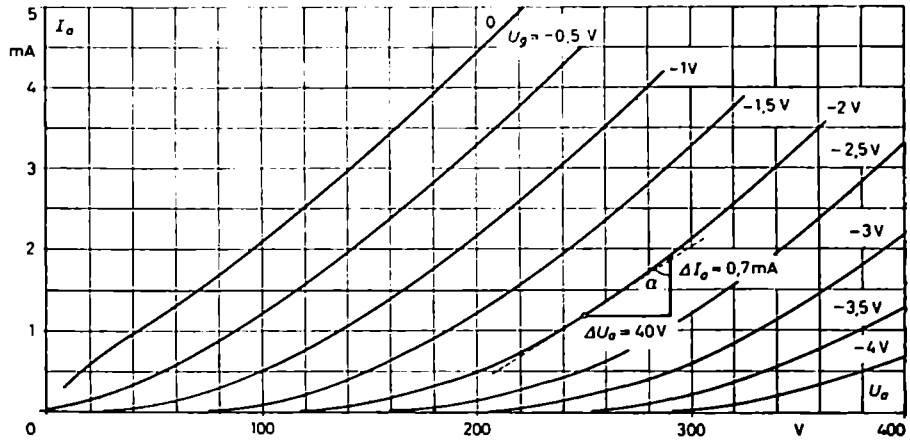


Bild 12. Zur Ermittlung des Innenwiderstandes R_i einer Röhre (Kennlinienfeld der ECC 83)

und damit als Differenzenquotient ermittelt. Im dargestellten Fall ist beispielsweise

$$R_i = \frac{40\,\text{V}}{0{,}7\,\text{mA}} \approx 57{,}2\,\text{k}\Omega$$

Nach den Röhrentabellen soll die Röhre (ECC 83) im Arbeitspunkt $U_a = 250$ V, $U_g = -2$ V ein R_i von 62,5 kΩ haben. Dieser Wert ergibt sich aus dem vorliegenden Diagramm dann, wenn man statt der Ordinatendifferenz ΔI_a das Differential dI_a der Tangente abgreift.

Der Innenwiderstand R_i darf nicht mit dem Gleichstromwiderstand R_- der Röhre verwechselt werden (Abschnitt c dieses Kapitels). Er hat auch nichts mit dem Röhreneingangswiderstand zu tun (Abschnitt A.II.10.).

d) Innere Röhrengleichung

Die drei Kenngrößen S, R_i und D beziehungsweise μ sind nicht voneinander unabhängig. Aus ihrer Definition folgt für ihr Produkt, wenn man von dem Minuszeichen bei D absieht und die Kürzungsmöglichkeit innerhalb des Produktes beachtet,

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_g}\,\frac{\partial U_g}{\partial U_a}\,\frac{\partial U_a}{\partial I_a} = 1$$

oder

$$\boldsymbol{S\,D\,R_i = 1} \qquad (12)$$

Gl. (12) wird als „innere" Röhrengleichung oder Barkhausen-Gleichung bezeichnet. Mit ihrer Hilfe kann man bei Kenntnis von zwei Größen die dritte leicht berechnen. Grafisch kommt der innere Zusammenhang zwischen den drei Kenngrößen dadurch

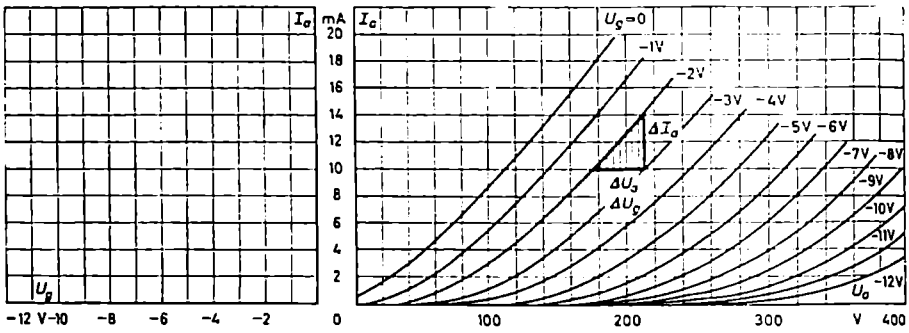


Bild 13. Kennlinienfelder einer Triode (AC 2).
(Das I_a/U_g-Kennlinienfeld ist nach *Aufgabe 2* noch zu ermitteln.)

zum Ausdruck, daß sie alle drei aus einem einzigen Dreieck bestimmt werden können (*Bild 13*). Das Dreieck muß dabei so klein gewählt werden, daß die Kennlinienkrümmung vernachlässigbar klein ist und die Differentialquotienten wirklich durch Differenzenquotienten ersetzt werden können.

Wie sich zeigen wird, lassen sich mit den drei Kenngrößen alle Wechselstromvorgänge an Elektronenröhren in übersichtlicher Weise rein rechnerisch verfolgen. Zu beachten ist dabei lediglich, daß die Kennwerte vom Arbeitspunkt abhängig sind. Vor allem S und R_i ändern sich stark mit seiner Lage. Die Röhrenhersteller geben die Kenndaten in ihren Röhrentabellen meistens nur für einen Arbeitspunkt an, und zwar für den für die Verstärkung oder den vorgesehenen Einsatzzweck günstigsten.

Die Verstärkerwirkung einer Röhre ist um so besser, je größer die Steilheit und je kleiner der Durchgriff ist. Beide Werte hängen von der Röhrenkonstruktion ab. Für eine große Steilheit sind eine große Katodenoberfläche, ein geringer Abstand zwischen Gitter und Katode sowie ein engmaschiges Gitter günstig. Ein kleiner Durchgriff setzt ebenfalls ein engmaschiges Gitter und dazu einen großen Anodenabstand voraus. Da aus Fabrikationsgründen das Gitter nicht beliebig nah an die Katode herangebracht werden kann, eine große Katodenoberfläche eine hohe Heizleistung bedingt und ein zu kleiner Durchgriff hohe Anodenspannungen erforderlich macht und den Aussteuerungsbereich der Kennlinien einschränkt, muß bei der Konstruktion der Röhre je nach ihrem Verwendungszweck in der einen oder anderen Richtung ein Kompromiß geschlossen werden.

c) Innenwiderstand und Gleichstromwiderstand einer Röhre

Zur Klarstellung und Hervorhebung des Unterschiedes zwischen Gleich- und Wechselstromwiderstand einer Röhre mag das *Bild 14* (*a* bis *c*) dienen. Sieht man von den physikalischen Vorgängen ab, so kann man die Röhre einfach als einen nichtlinearen, durch U_g steuerbaren Widerstand auffassen und sie wie im *Bild 14* (*a*

und *b*) durch ein Widerstandssymbol darstellen. Mißt man unter Verwendung einer reinen Gleichspannung U_{a-} den Anodenstrom I_{a-} durch die Röhre (*Bild 14a*), kann man sagen, sie wirke wie ein ohmscher Widerstand vom Wert

$$R_{-} = \frac{U_{a-}}{I_{a-}}$$

Legt man zusätzlich eine Wechselspannungsquelle mit der Spannung $U_{\sim} = \Delta U_a$ an die Röhre (*Bild 14b*), und stellt man mit einem Instrument, das nur auf Wechselströme, aber nicht auf Gleichströme reagiert, fest, daß durch die Röhre ein Wechselstrom $I_{\sim} = \Delta I_a$ fließt, so schließt man daraus, daß die Röhre einen Wechselstromwiderstand vom Wert $U_{\sim}/I_{\sim} = \Delta U_a/\Delta I_a$ hat, den man den inneren Wechselstromwiderstand R_i der Röhre nennt.

Daß Gleichstrom- und Wechselstromwiderstand im allgemeinen verschieden groß sind, zeigen die gekrümmte Kennlinie im *Bild 14* (*c*) und die für die beiden Widerstände maßgeblichen Dreiecke $0AB$ und ACD.

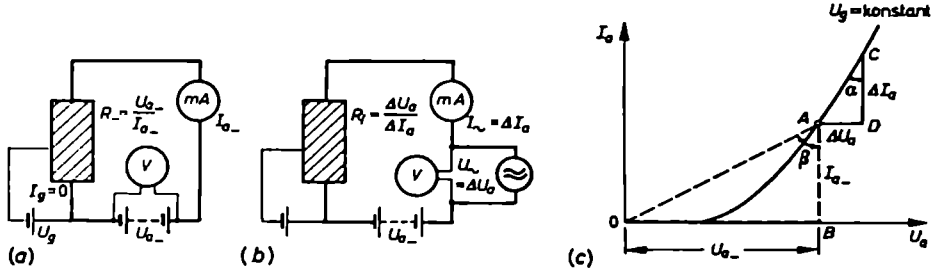


Bild 14. (a) Gleichstromwiderstand, (b) Wechselstromwiderstand einer Röhre; (c) zur Definition der Widerstände, es gilt:

$$\tan\alpha = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = R_i \quad \text{und} \quad \tan\beta = \frac{U_{a-}}{I_{a-}} = R_{-}$$

Auf den Unterschied von Gleichstrom- und Wechselstromwiderstand muß man übrigens bei jeder gekrümmten Kennlinie achten. So hat auch ein Gleichrichter sowohl einen Gleichstromwiderstand als auch einen davon abweichenden Wechselstromwiderstand. Diesen nennt man meistens den differentiellen oder dynamischen Widerstand.

Aufgabe 2

Gegeben das I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Triode (*Bild 13*). Konstruiere daraus das I_a/U_g-Kennlinienfeld.

Aufgabe 3

Ermittle im linken Teil vom *Bild 13* grafisch die Steilheitskurve $S = f(U_g)$ für eine Anodenspannung von 250 V, und zwar in den Punkten $U_g = -8, -6, -4$ und -2V.

Aufgabe 4

Ermittle grafisch für die gleichen Kennlinienpunkte den inneren Widerstand und den Durchgriff. Kontrolliere dabei Gl. (12).

Aufgabe 5

Wie groß ist in den gleichen Arbeitspunkten der Gleichstromwiderstand?

4. Gitterstrom

Bisher wurden die Kennlinien der Triode nur für negative Gitterspannungen betrachtet. In diesem Falle flog der gesamte Elektronenschwarm aus der Raumladewolke zur Anode hinüber. Erteilt man nun dem Gitter auch positive Spannungen gegenüber der Katode, so passiert folgendes: Der Emissionsstrom I_e nimmt weiterhin zu, weil jetzt auch die Gitterspannung mithilft, die Raumladung zu zerstreuen. I_e teilt sich aber in einen Strom I_a zur Anode und einen Strom I_g zum Gitter auf. Solange die positive Gitterspannung klein gehalten wird, bleibt der Gitterstromanteil relativ klein, weil die Auffangfläche der dünnen Gitterstäbe gering ist. Der größte Teil der Elektronen fließt weiterhin durch die Gittermaschen zur Anode (*Bild 15*). Trotzdem ist bei positiven Gitterspannungen größte Vorsicht geboten, weil die bei dem Aufprall der Elektronen entstehende Wärme schlecht von den dünnen Gitterdrähten abgeführt wird und zu einer starken Erhitzung der Gitterwendel führen kann.

Jeder Gitterstrom bewirkt, daß der Anodenstrom von seinem sonst fast geradlinigen Verlauf abweicht. Als Folge hiervon treten in der Anodenstrom- und Anodenspannungskurve Verzerrungen auf. Da außerdem die Steuerung am Gitter nicht mehr leistungslos ist ($P_g = U_g I_g$), steuert man die Röhren normalerweise nicht ins Gebiet positiver Gitterspannungen aus.

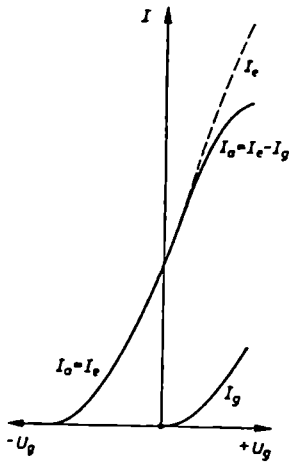


Bild 15. Emissionsstrom I_e, Anodenstrom I_a und Gitterstrom I_g bei schwach positiver Gittervorspannung

Bei Röhren mit schlechtem Vakuum zeigt die Gitterstromkennlinie einen eigenartigen Verlauf. Stoßen in einer solchen Röhre Elektronen auf ihrem Wege zur Anode mit Gasmolekülen zusammen, so werden diese ionisiert, das heißt in positiv geladene Gasionen und Elektronen aufgespalten. Die Gasionen werden bei negativer Gitterspannung zum Gitter hingezogen und bilden im Gitterkreis einen „negativen" Gitterstrom, den „Ionenstrom". Er fließt, der technischen Stromrichtung nach, vom Gitter zur Gitterbatterie. Im Bereich des Anlaufgebietes

überlagert sich ihm der entgegengesetzt fließende Elektronenstrom. Es entsteht ein resultierender Strom, dessen grundsätzlichen Verlauf das *Bild 16* darstellt und der ein Kennzeichen für Röhren mit schlechtem Vakuum ist.

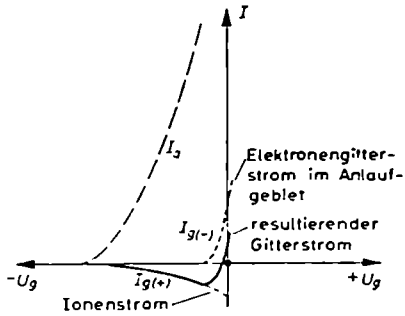


Bild 16
Gitterstrom bei schlechtem Vakuum

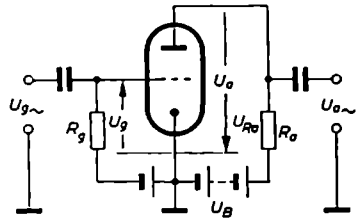


Bild 17. Grundsätzliche Verstärkerschaltung einer Triode

5. Arbeitspunkt

Bild 17 zeigt die grundsätzliche Schaltung einer Triode in einer Verstärkerstufe. Die Schaltung enthält außer der Röhre die Widerstände R_g und R_a; sie sind aus wechselstromtechnischen Gründen erforderlich. Am Gitterwiderstand R_g wird die Gitterwechselspannung $U_{g\sim}$ aufgebaut; zugleich wird über ihn dem Gitter die Vorspannung U_{g-} zugeführt. An R_a wird die Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$ abgenommen. R_g und R_a interessieren bei der Behandlung der Gleichstromverhältnisse insofern, als sie die wirklichen Gleichspannungen an der Röhre beeinflussen. Es erhebt sich nämlich die Frage, welche Anodenspannung U_a tatsächlich zwischen Katode und Anode herrscht, wenn bei gegebener Batteriespannung U_B im Anodenkreis ein Widerstand R_a liegt, und welche Spannung das Gitter tatsächlich gegenüber der Katode hat, wenn im Gitterkreis der Widerstand R_g liegt. Sicher ist, daß die Spannungen zwischen den Elektroden wegen des Spannungsfalles an den Widerständen auf keinen Fall mehr gleich den zugeordneten Batteriespannungen sind, wenn ein Anoden- oder Gitterstrom fließt. Die vollen Batteriespannungen können nur im kalten, das heißt ungeheizten Zustand der Katode, wenn keine Emission stattfindet und daher auch kein Strom fließt, an der Röhre auftreten.

Die Verhältnisse auf der Gitterseite sind einfach zu übersehen. Solange die Gitterbatterie so angeschlossen ist, daß das Gitter negativ gegenüber der Katode ist, kann kein Gitterstrom fließen. Damit kann über R_g kein Spannungsfall auftreten, so daß die Gitterspannung gleich der vollen Batteriespannung ist.

Anders liegen die Verhältnisse im Anodenkreis. Dort fließt ein Anodenstrom I_a, der am Widerstand R_a einen Spannungsfall $U_{R_a} = I_a R_a$ hervorruft, um den die tat-

sächliche Anodenspannung, also die Spannung zwischen Anode und Katode, kleiner als die Batteriespannung U_B ist. Es gilt

$$U_a = U_B - I_a R_a \tag{13}$$

Die Anodenspannung hängt hiernach von der Größe des Anodenstromes ab. Dieser ist aber zunächst nicht bekannt, weil er selbst wieder eine Funktion der unbekannten Anodenspannung ist.

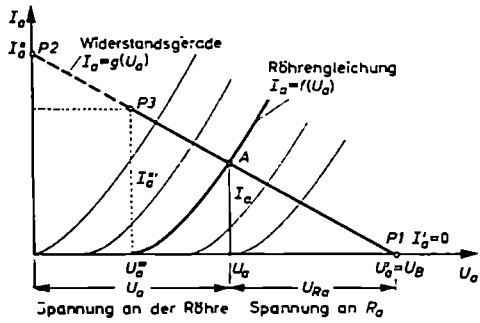


Bild 18. Ermittlung des Arbeitspunktes A einer Triode mit Hilfe der Widerstandsgeraden

Die Frage ist jetzt: Wie sind I_a und U_a zu ermitteln, wenn U_B, R_a und U_g gegeben sind, oder wie ist die Schaltung, im wesentlichen also R_a und U_B, auszulegen, damit sich an der Röhre die von den Röhrenfirmen vorgeschlagenen günstigsten Werte von U_a und I_a einstellen?

Mathematisch ausgedrückt, liegt hier ein Problem mit zwei Unbekannten vor. Zu seiner Lösung sind zwei voneinander unabhängige Gleichungen erforderlich. Gleichungen mit zwei Unbekannten können entweder rechnerisch oder grafisch gelöst werden. Im letzten Fall trägt man die beiden Gleichungen grafisch als Kurven auf und bestimmt ihre Schnittpunktskoordinaten. Diese stellen die gesuchte Lösung dar, denn sie erfüllen sowohl die Bedingung der einen als auch die der anderen Gleichung. Im vorliegenden Fall können als Bestimmungsgleichungen für I_a und U_a erstens die Gleichung der Röhrenkennlinie und zweitens Gl. (13) herangezogen werden. Sie lauten, nach I_a aufgelöst,

1) $I_a = f(\text{Röhre}) = f(U_a, U_g) = f(U_a)$ — Gleichung der Röhre

2) $I_a = g(\text{Außenschaltung}) = g(U_a) = \dfrac{U_{Ra}}{R_a} = \dfrac{U_B - U_a}{R_a}$ — Gleichung der Außenschaltung

Beide sind voneinander unabhängig; die eine behandelt die Strom- und Spannungsverhältnisse an der Röhre, die andere die an R_a.

Da die Röhrengleichung nicht analytisch bekannt ist, sondern nur grafisch vorliegt, kommt für die Berechnung der beiden Unbekannten nur das grafische Verfahren in Frage. Benutzt wird das I_a/U_a-Kennlinienfeld, weil es die Röhrengleichung schon

in der richtigen grafischen Form $I_a = f(U_a)$ enthält. In dieses Feld ist die Gleichung $I_a = g(U_a)$ der Außenschaltung einzutragen. Sie ist wegen der linearen Abhängigkeit zwischen I_a und U_{R_a} eine Gerade; man nennt sie „Widerstandsgerade". Zur Festlegung ihrer Lage braucht man zwei Punkte. Den ersten Punkt *P 1* (*Bild 18*) erhält man dadurch, daß $U_a = U_L$ gesetzt wird. Dafür ergibt sich $I_a = \frac{U_B - U_B}{R_a} = 0$; *P 1* liegt also auf der Abszissenachse bei $U_a' = U_B$ und $I_a' = 0$. Einen zweiten Punkt gewinnt man dadurch, daß man $U_a = 0$ setzt. Dafür nimmt I_a den Wert $I_a'' = \frac{U_B - 0}{R_a} = \frac{U_B}{R_a}$ an. Dieser Punkt liegt wegen $U_a = 0$ auf der Ordinatenachse bei *P 2*. Er fällt häufig, wenn I_a'' zu groß wird, aus der Diagrammfläche heraus. Dann muß man so vorgehen, daß der Anodenstrom einen bestimmten Wert, beispielsweise $I_a''' = 10$ mA, erhält und dafür der Spannungsfall $U_{R_a}''' = R_a I_a'''$ oder die Spannung $U_a''' = U_B - U_{R_a}'''$ berechnet wird. Die Koordinatenkombination U_a''', I_a''' liefert den Punkt *P 3* im *Bild 18*.

Mit *P 1* und *P 2* oder *P 3* kann die Widerstandsgerade in das Kennlinienfeld eingetragen werden. Den sich einstellenden Arbeitspunkt findet man durch Aufsuchen des Schnittpunkts *A* der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie für die vorgesehene Gitterspannung. Die Senkrechte durch *A* teilt die Batteriespannung U_B auf der Abszissenachse links in die Anodenspannung U_a, die sich an der Röhre einstellt, und rechts bis zum Punkt *P 1* in die an R_a auftretende Spannung U_{R_a}. Die Waagerechte durch *A* legt den sich tatsächlich einstellenden Anodenstrom I_a fest.

Beispiel 2

In einer Röhrenschaltung sind $R_a = 40$ kΩ, $U_B = 300$ V und $U_g = -3{,}5$ V. Welcher Arbeitspunkt stellt sich im Betrieb ein, das heißt, welche Werte nehmen Anodenspannung und Anodenstrom an? Benutzt werde das im *Bild 19* dargestellte Kennlinienfeld einer Triode (AC 2).

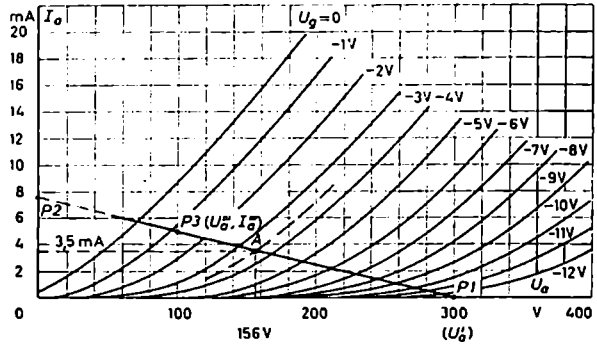


Bild 10. I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Triode (AC 2) mit Konstruktion des Arbeitspunktes für $U_B = 300$ V, $U_g = -3{,}5$ V und $R_a = 40$ kΩ

Als erstes ist die Widerstandsgerade zu zeichnen; sie geht einmal durch den Punkt $P1$ mit $U_a' = U_B = 300$ V und $I_a' = 0$. Zur Konstruktion des zweiten Punktes wird ein Strom von 5 mA angenommen; er würde an $R_a = 40$ kΩ einen Spannungsfall von 40 kΩ · 5 mA = 200 V verursachen. Dies würde bedeuten, daß $U_a''' = U_B - U_{R_a}$ = 300 V − 200 V = 100 V ist. Deswegen liegt $P3$ bei $U_a''' = 100$ V und $I_a''' = 5$ mA. (Man hätte hier auch $U_a = 0$ setzen und dann $P2$ bei $I_a'' = U_B/R_a = 300$ V/40 kΩ = 7,5 mA eintragen können.) Der Schnittpunkt A der Widerstandsgeraden mit der Kennlinie für $U_g = -3{,}5$ V, die man erst zeichnen muß, liegt bei $I_a \approx 3{,}5$ mA und $U_a \approx 156$ V. Dies sind die Betriebswerte von U_a und I_a.

Aufgabe 6

Wie groß ist R_a zu wählen, wenn sich in einer Röhrenschaltung bei $U_B = 270$ V der Arbeitspunkt auf $I_a = 8.8$ mA und $U_a = 200$ V einstellen soll? Ist zur Lösung dieser Aufgabe die Angabe des Röhrentyps und des Kennlinienfeldes erforderlich?

(Antwort: $R_a = 7{,}95$ kΩ)

Aufgabe 7

Wie groß muß bei der Arbeitspunkteinstellung nach *Aufgabe 6* die Gitterspannung gewählt werden, wenn als Röhre die Triode AC 2 vorliegt?

(Antwort: ≈ -3 V)

Aufgabe 8

Kann man bei der Röhre AC 2 mit $U_B = 250$ V bei $U_g = -5$ V durch passendes R_a einen Anodenstrom von 11 mA erzielen?

(Antwort: Nein)

Aufgabe 9

Am Steuergitter des Triodenteils der EBC 91 (*Bild 11*) liege eine Gleichspannung von $U_g = -2$ V, der Anodenwiderstand der Röhre betrage $R_a = 120$ kΩ. U_B sei 300 V. Wie teilt sich diese Spannung von 300 V in die Spannung U_a an der Röhre und die Spannung U_{R_a} am Widerstand R_a auf?

(Antwort: $U_a = 214$ V, $U_{R_a} = 86$ V)

Aufgabe 10

In der Röhrenschaltung einer AC 2 (Kennlinien nach *Bild 19*) mit $R_a = 10$ kΩ hat die Gitterspannung den Wert −2 V und die Anodenspeisespannung den Wert $U_B = 270$ V. Welcher Arbeitspunkt stellt sich ein? Wegen einer Netzspannungsschwankung steigt U_B auf 300 V, ohne daß sich dabei die Gitterspannung ändert. Welcher Arbeitspunkt A' stellt sich jetzt ein? Auf welchen Wert müßte man U_g ändern, wenn die Anodenspannung wieder ihren alten Wert einnehmen soll? Auf welchen Wert müßte man U_g ändern, wenn der Anodenstrom auf seinem alten Wert gehalten werden soll?

(Antwort: $A = 174$ V/9,7 mA, $A' = 187{,}5$ V/11,2 mA, $U_g' = -1{,}2$ V beziehungsweise $-2{,}8$ V)

Aufgabe 11

In einer zweistufigen Verstärkerschaltung mit der Doppeltriode ECC 83 (*Bild 20*) wurde bei den angegebenen Werten der Gitter- und Anodenspeisespannung an der Anode von *Rö 1* die Spannung $U_{a1} = 160$ V und an der Anode von *Rö 2* die Spannung $U_{a2} = 200$ V gemessen. Wie groß sind R_{a1} und R_{a2} gewesen?

(Antwort: Unter Benutzung des Kennlinienfeldes vom *Bild 12* ergibt sich: $I_{a1} = 2{,}4$ mA, $I_{a2} = 1{,}2$ mA, $U_{E_1} = 9$ V, $R_{a1} = 42{,}1$ kΩ, $R_{a2} = 50{,}8$ kΩ)

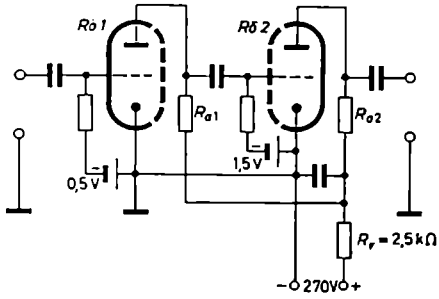


Bild 20. Zweistufige Verstärkerschaltung einer Doppeltriode

Aufgabe 12

Welche Gitterspannungen muß man an die beiden Triodenteile der ECC 83 der Schaltung vom *Bild 20* legen, damit bei $R_{a1} = 22$ kΩ und $R_{a2} = 3{,}5$ kΩ Anodenströme von $I_{a1} = 2{,}8$ mA beziehungsweise $I_{a2} = 3{,}6$ mA fließen?

(Antwort: $U_{a1} = 192{,}4$ V, $U_{a2} = 241{,}4$ V, $U_{g1} = -0{,}65$ V, $U_{g2} = -0{,}8$ V)

Damit sind die Gleichstromverhältnisse an den Trioden so weit dargelegt, wie es zum Verständnis der Wechselstromvorgänge notwendig ist. Es wurden das Zustandekommen und die Form der Röhrenkonnlinie aus dem physikalischen Verhalten der aus einer glühenden Katode emittierten und unter den Einfluß eines Steuerfeldes geratenen Elektronen erklärt. Die charakteristischen Kenngrößen S, D und R_i wurden eingeführt und dargelegt, wie sie aus den Kennlinienfeldern ermittelt werden können. Ihre Anwendung folgt erst in den nächsten Abschnitten. Schließlich wurde mit Hilfe der Widerstandsgeraden der Arbeitspunkt ermittelt, in dem die Röhre gleichstrommäßig arbeitet.

Anschließend sollen jetzt die Wechselstromvorgänge in der Röhre untersucht werden. Hierbei handelt es sich zunächst um die Zusammenhänge zwischen der angelegten Gitterwechselspannung und der erzeugten Anodenwechselspannung, also um die Frage der Verstärkung, dann um die Frage der anodenseitig abgegebenen Wechselstromleistung und schließlich um die Verzerrungen bei starker Aussteuerung.

6. Grundgedanke der Verstärkung

Ehe die quantitative Behandlung des Problems der Verstärkung durch grafische Konstruktionen in den Kennlinienfeldern oder rein rechnerisch mit Hilfe der

Röhrenkennwerte durchgeführt wird, soll in einer qualitativen Vorbetrachtung das Grundsätzliche der Wechselstromvorgänge erörtert werden. Wo sich dabei Gleich- und Wechselströme überlagern und eine deutliche Unterscheidung der beiden Stromarten erforderlich ist, sollen folgende Bezeichnungsarten angewendet werden: Es bedeuten

Große Buchstaben mit dem Index $-$:	Gleichstromwerte, zum Beispiel U_{g-}, I_{a-}
Kleine Buchstaben mit dem Index $\sim$:	Wechselstrommomentanwerte, zum Beispiel $u_{g\sim}$, $i_{a\sim}$
Kleine Buchstaben mit Dach $\hat{}$:	Wechselstromscheitelwerte, zum Beispiel $\hat{u}_g$, $\hat{i}_a$
Große Buchstaben mit dem Index $\sim$:	Wechselstromeffektivwerte, zum Beispiel $U_{g\sim}$, $I_{a\sim}$
Kleine Buchstaben ohne den Index $-$ oder $\sim$:	Augenblickswerte der Gesamtspannung oder des Stromes, zum Beispiel u_g, i_a

a) Anodenwiderstand $R_a = 0$

Zunächst wird eine Schaltung nach *Bild 21* (*a* bis *c*) ohne Anodenwiderstand betrachtet. Am Gitter einer solchen Röhrenschaltung liegt in Reihe mit der negativen Gitterspannung U_{g-} eine Wechselspannung $u_{g\sim} = \hat{u}_g \sin \omega t$. Der Anschluß dieser Wechselspannung kann auf verschiedene Weise vorgenommen werden. Im *Bild 21* (*a*)

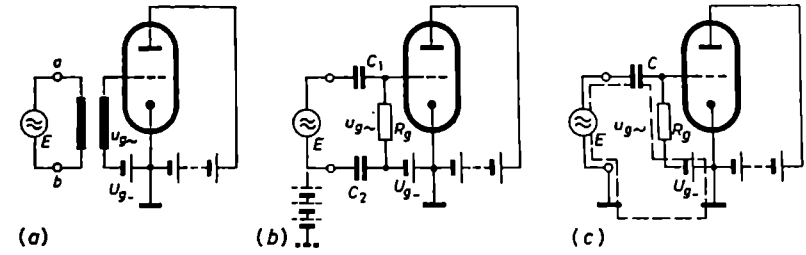


Bild 21. Die verschiedenen Möglichkeiten der Eingangsschaltung eines Verstärkers. (a) Schaltung mit Eingangsübertrager; (b) gleichspannungsmäßige Abblockung der Speiseseite von der Röhrenseite durch die Trennkondensatoren C_1 und C_2; (c) unsymmetrische, geerdete Eingangsschaltung

ist eine transformatorische Eingangsschaltung gezeichnet. Sie wird angewendet, wenn der speisende Wechselspannungsgenerator E erdsymmetrisch arbeiten soll, also keine seiner Anschlußklemmen ab Erdpotential erhalten darf. Der Eingangstransformator bietet die Möglichkeit, durch Wahl des Übersetzungsverhältnisses die Eingangsspannung zum Gitter hinauf- oder herunterzuübersetzen. Darf die

Speiseseite wohl wechselstrommäßig, aber nicht gleichstrommäßig geerdet werden, liegt sie also beispielsweise intern auf einem positiven oder negativen Gleichspannungspotential, so kann eine Schaltung nach *Bild 21 (b)* gewählt werden. Die beiden Trennkondensatoren C_1 und C_2 blocken die Speiseseite mit ihren Gleichspannungsverhältnissen von der Gitterseite mit ihren Gleichspannungsverhältnissen ab. Wechselstrommäßig wird hier aber die untere Anschlußklemme des Generators über den niederohmigen Kondensatorwiderstand und die für Wechselspannungen niederohmige Gitterbatterie an die „Masse" oder „Erde" der Röhrenkatode gelegt.

Verträgt der Generator eine einseitige Erdung seiner Anschlußklemmen, so benutzt man eine Schaltung nach *Bild 21 (c)*. Der Kondensator C in der oberen Anschlußleitung dient dazu, die negative Gleichspannung der Gitterbatterie vom Generator fernzuhalten. Wäre C nicht vorhanden, könnte es möglich sein, daß die Gitterbatterie über R_g einen Gleichstrom durch den Generator treibt.

In allen drei Schaltungen ist die resultierende Spannung am Gitter gleich der Summe aus $U_{g\_}$ und $u_{g\sim}$. Sie schwankt um $U_{g\_}$ als Mittelwert periodisch nach beiden Seiten um maximal $\hat{u}_g$ hin und her. Wegen ihrer Trägheitslosigkeit folgen die Elektronen in der Röhre den Spannungsschwankungen am Gitter praktisch momentan. Sie bilden einen Anodenstrom, der im gleichen Takt wie die Gitterwechselspannung um den Mittelwert $I_{a\_}$ schwankt. Da im Anodenkreis kein Widerstand liegt, ist die Anodenspannung, unabhängig von der Größe des Anodenstromes, konstant. Im Anodenkreis bildet sich damit keine Wechselspannung aus, es fließt dort nur ein Wechselstrom. Seine Größe und Form können, wie *Bild 22* veranschaulicht, in einfacher Weise durch eine Art Spiegelung der Augenblickswerte der Gitterspannung an der I_a/U_g-Kennlinie konstruiert werden. Der Arbeitspunkt A wird durch die Gleichstromdaten $U_{a\_} = U_b$ und $U_{g\_}$ festgelegt. Durch diesen Punkt legt man senkrecht nach unten und waagerecht nach rechts je eine Zeitachse. Über der senkrechten Zeitachse werden die Gitterwechselspannungen aufgetragen, über der waagerechten die zu jedem Momentanwert der Gitterspannung gehörigen, durch Projektion gefundenen Anodenströme. Man erkennt, daß der Anodenwechselstrom, wenn die Kennlinie im Aussteuerungsbereich geradlinig ist, unverzerrt den Schwankungen der Gitterspannung folgt, also streng sinusförmig

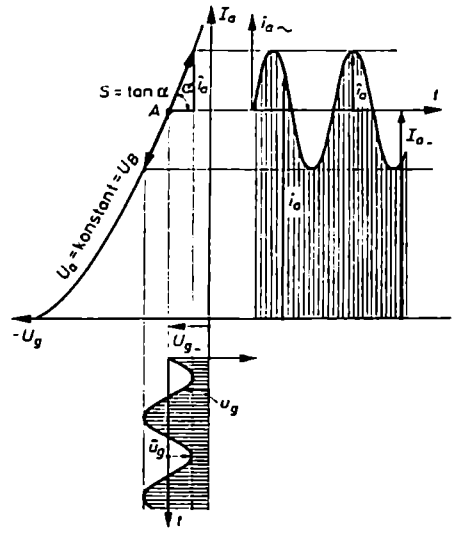


Bild 22. Konstruktion des Anodenwechselstroms im I_a/U_g-Kennlinienfeld für den Fall, daß $R_a = 0$ ist

verläuft, wenn die Gitterwechselspannung sinusförmig ist. Der entstehende Wechselstrom hat eine Größe, die sich entsprechend den Bezeichnungen im *Bild 22* zu

$$i_a = \tan\alpha \cdot \hat{u}_g = S\,\hat{u}_g$$

oder

$$i_{a\sim} = S\,u_{g\sim}$$

oder

$$I_{a\sim} = S\,U_{g\sim} \tag{14}$$

ergibt. Die negative Gittervorspannung $U_{g\_}$ muß stets größer als die Maximalamplitude $\hat{u}_g$ sein, wenn eine Aussteuerung in das Gebiet positiver Gitterspannungen und damit Gitterströme und Verzerrungen im Anodenstrom vermieden werden sollen.

b) Anodenwiderstand R_a

In den meisten praktischen Fällen liegt im Anodenkreis ein Widerstand R_a. Eine Röhrenschaltung soll nicht nur Wechselströme, sondern auch Wechselspannungen und damit zugleich Wechselstromleistungen hervorbringen. Wechselspannungen können aber nur dann entstehen, wenn Wechselströme über einen Widerstand fließen.

Rein qualitativ läßt sich daraufhin, vom *Bild 23* ausgehend, folgendes feststellen: Entsprechend den Daten der Stromversorgung stellt sich in der Röhrenschaltung gleichstrommäßig ein Arbeitspunkt mit den Werten $U_{g\_}$, $I_{a\_}$ und $U_{a\_} = U_B - I_{a\_}R_a$ ein. Wird jetzt über den Kondensator C_1 an den Gitterwiderstand R_g und damit zugleich an das Gitter eine Wechselspannung $u_{g\sim}$ gelegt, so schwankt die resultierende Gitterspannung um ihren Mittelwert $U_{g\_}$ hin und her. In demselben Sinn schwankt auch der Anodenstrom um seinen Ruhewert $I_{a\_}$. Die Zuordnung zwischen $u_{g\sim}$ und $i_{a\sim}$ ist dabei so, daß der Anodenstrom zunimmt, wenn sich die Gitterspannung auf posi-

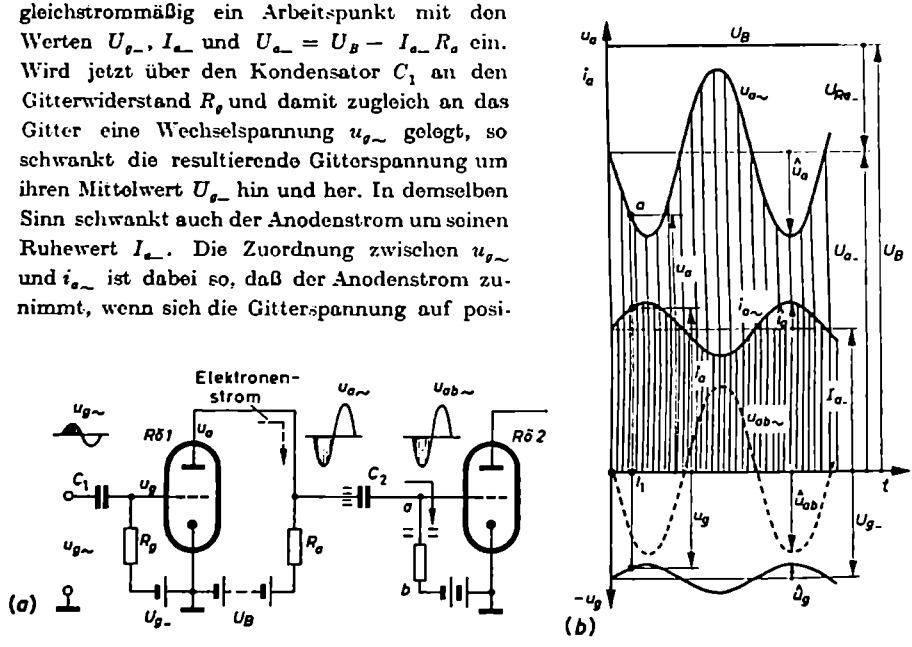


Bild 23. Qualitative Darstellung der Wechselstrom- und Wechselspannungsvorgänge in einer Triodenschaltung. (a) Schaltung, (b) Zeitdiagramm der verschiedenen Ströme und Spannungen

tive Werte zu verschiebt. Zu einem $+\Delta u_g$ gehört auch ein $+\Delta i_a$, oder anders ausgedrückt, $u_{g\sim}$ und $i_{a\sim}$ ändern sich gleichphasig.

Eine Vergrößerung von i_a hat zur Folge, daß am Anodenwiderstand ein erhöhter Spannungsfall auftritt und dadurch die eigentliche Anodenspannung u_a zurückgeht, wie im Punkt a zur Zeit t_1. Umgekehrt wächst bei negativer werdender Gitterspannung die Anodenspannung über ihren Mittelwert hinaus an, weil durch die Abnahme des Anodenstromes der Spannungsfall an R_a geringer wird. Dieses entgegengesetzte Verhalten der Wechselspannungen an Gitter und Anode, das im *Bild 23* (*b*) deutlich zum Ausdruck kommt, besagt:
Gitterwechselspannung und Anodenwechselspannung einer Röhre sind in der Phase stets um 180° gegeneinander versetzt.

Aber nicht nur die Spannung $u_{a\sim}$ zwischen Anode und Katode zeigt diesen Phasensprung von 180°; auch die Spannung, die an den Punkten ab auf das Gitter der nächsten Röhre übertragen wird, weist ihn auf. Dies wird klar, wenn man sich vergegenwärtigt, daß die Spannung zwischen a und b gleich der Spannung $u_{a\sim}$ zwischen Anode und Katode ist, denn der Punkt b hat wechselspannungsmäßig das gleiche Potential wie die Katode der ersten Röhre, nämlich Erdpotential. Der Punkt a hat, abgesehen von dem geringen Spannungsverlust, den der Trennkondensator C_2 bringt, wechselstrommäßig das gleiche Potential wie die Anode der ersten Röhre. C_2 verursacht, wenn man von einer ganz geringen Phasenverschiebung absieht, keinen weiteren 180°- oder 90°-Phasensprung. Wenn in der Röhre *1* bei positiver werdendem Gitter der Elektronenstrom zur Anode ansteigt und dabei den Außenkreis der Röhre, einschließlich des linken Belages des Kondensators C_2, stärker mit negativen Elektronen auflädt, fließen auf dem rechten Belag des Kondensators gleich viele Elektronen ab. Sie verursachen dabei durch Stauung am Gitterwiderstand der zweiten Röhre eine ebenfalls stärkere negative Aufladung des Steuergitters dieser Röhre.

Über die genaue, zahlenmäßige Größe der Anodenstrom- und Anodenspannungsschwankung kann bei dieser qualitativen Betrachtungsweise nichts ausgesagt werden. Da die Anodenspannung nicht mehr konstant ist, kann der Wechselstrom nicht mehr, nach dem Verfahren des vorigen Abschnittes, auf den nur für konstante Anodenspannung gültigen „statischen" I_a/U_g-Kennlinien abgegriffen werden. Die Röhre arbeitet jetzt nicht mehr auf einer festen Kennlinie, sondern auf periodisch wechselnden Kennlinien.

Bei der quantitativen Behandlung des Verstärkerproblems wird zunächst das grafische Verfahren besprochen, das anschaulicher und damit für die Erkenntnis der Zusammenhänge geeigneter ist als das rein rechnerische Verfahren mit den Röhrenkenngrößen S, D und R_i. Außerdem ist man bei der grafischen Behandlung unabhängiger von der Konstanz oder Nichtkonstanz der Kennworte in den verschiedenen Gebieten des Kennlinienfeldes, was besonders bei starker Aussteuerung über den geradlinigen Teil der Kennlinie hinweg von großer Bedeutung ist.

Die rein rechnerische Methode wird dann angewendet, wenn kein Kennlinienfeld vorhanden ist, sondern vom normalen Arbeitspunkt – etwa auf Grund von Röhren-

tabellen – nur S, D und R_i bekannt sind. Das rechnerische Verfahren gestattet die Untersuchung allgemeiner Fragen, wie beispielsweise des Frequenzganges der Röhrenschaltung.

7. Grafische Ermittlung der Verstärkung im I_a/U_a-Kennlinienfeld

Den Ausgangspunkt der grafischen Untersuchung bildet das I_a/U_a-Kennlinienfeld. Es sollen drei Fälle unterschieden werden:

a) Der Anodenwiderstand ist reell und hat gleich- und wechselstrommäßig denselben Wert: $R_{a-} = R_{a\sim}$

b) Der Anodenwiderstand ist zwar reell, hat aber bei Wechselstrom einen anderen Wert als bei Gleichstrom: $R_{a-} \neq R_{a\sim}$

c) Der Anodenwiderstand ist komplex.

a) $R_{a-} = R_{a\sim}$

Die Schaltung der Verstärkerstufe entspricht *Bild 23 (a)*. Auf Grund der Wechselspannung am Gitter schwankt der Anodenstrom im gleichen Rhythmus wie die Gitterspannung. Am Anodenwiderstand entsteht wegen dieses Wechselstromes eine Wechselspannung. In der grafischen Darstellung wirken sich die Schwankungen des Stromes und der Spannung folgendermaßen aus: Wenn keine Wechselspannung am Gitter auftritt, dann stellt sich auf jeden Fall nach *Bild 24* der zur gleichstrommäßigen Vorspannung U_{g-} gehörige Arbeitspunkt A ein. Er wird in bekannter Weise über die Widerstandsgerade R_{a-} gefunden. Liegt jetzt zusätzlich am Gitter eine Wechselspannung $u_{g\sim}$, so stellen sich in den Zeitmomenten $1, 2, 3, \ldots 9$ der Gitterwechselspannung kurzzeitige neue Arbeitspunkte $1', 2', 3', \ldots 9'$ auf der Arbeitskennlinie ein. Diese momentanen Arbeitspunkte liegen alle auf der gleichen

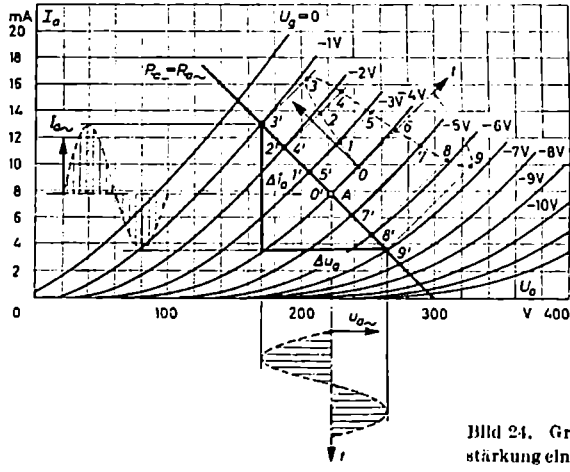


Bild 24. Grafische Ermittlung der Verstärkung einer Triode im Fall $R_{a-} = R_{a\sim}$

Widerstandsgeraden, weil die Elektronenröhre wegen der Trägheitslosigkeit ihrer Steuerung nicht zwischen Gleich- und Wechselstromvorgängen unterscheidet, sondern sich in jedem Moment nach der zufällig vorhandenen Spannungskombination richtet, das heißt nach der momentanen Gitterspannung und der momentanen Anodenspannung. Für die Anodenspannung ist aber stets die gleiche Widerstandsgerade maßgebend. Ist zum Beispiel in einer Röhrenschaltung mit einem Kennlinienfeld nach *Bild 24* der Anodenwiderstand $R_a = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $U_B = 300\,\mathrm{V}$ und $U_{g\_} = -4\,\mathrm{V}$, so stellt sich ein Arbeitspunkt A mit $I_{a\_} = 7{,}8\,\mathrm{mA}$ und $U_{a\_} = 223\,\mathrm{V}$ ein. Pendelt nun die Gitterspannung bei einer Wechselspannung von 3 V Scheitelwert in den Grenzen von $-1 \cdots -7\,\mathrm{V}$ um die Vorspannung hin und her, so schwankt der Anodenstrom zwischen ungefähr 13 und 3,4 mA und die Anodenspannung zwischen etwa 170 und 264 V. Dies bedeutet, daß

dem Scheitelwert der Gitterwechselspannung von $\hat{u}_g = 3\,\mathrm{V}$

ein Scheitelwert des Anodenstromes von $\hat{\imath}_a = \frac{1}{2}(13 - 3{,}4)\,\mathrm{mA} = 4{,}8\,\mathrm{mA}$

und ein Scheitelwert der Anodenwechselspannung von $\hat{u}_a = \frac{1}{2}(264 - 170)\,\mathrm{V} = 47\,\mathrm{V}$

entspricht. Hieraus folgt in bezug auf die Verstärkung v als dem Verhältnis der erzielten Anodenwechselspannung zur aufgewendeten Gitterwechselspannung ein Wert von

$$v = \hat{u}_a/\hat{u}_g = 47\,\mathrm{V}/3\,\mathrm{V} = 15{,}7$$

Bei größeren Aussteuerungen schwanken wegen der Nichtlinearität des Kennlinienfeldes Anodenstrom und Anodenspannung nicht mehr genau symmetrisch um den Arbeitspunkt. Um hier unterschiedliche Verstärkungsziffern für die positiven und negativen Amplituden zu vermeiden, addiert man die positiven und negativen Scheitelwerte zu einer Gesamtänderung Δu_a der Anodenspannung und zu einer Gesamtänderung Δu_g der Gitterspannung und gibt als Mittelwert der Verstärkung an

$$v = \frac{\Delta u_a}{\Delta u_g} = \frac{\Delta u_a}{2\,\hat{u}_g}$$

b) $R_{a\_} \neq R_{a\sim}$, aber beide Widerstände rein reell

Der Fall, daß der Anodenwiderstand zwar reell, aber für Gleich- und Wechselstrom unterschiedliche Werte hat, tritt in der Praxis recht häufig auf. Die folgenden Bilder zeigen einige typische Schaltungsbeispiele hierfür. Die Schaltung vom *Bild 25* gibt die sogenannte *RC*-Kopplung zwischen zwei Röhrenstufen wieder. Der Anodengleichstrom fließt nur über den Anodenwiderstand R_a, der Anodenwechselstrom dagegen nimmt seinen Weg außer über R_a auch über den Koppelkondensator C und den Gitterwiderstand R_g der nächsten Röhrenstufe. Bei genügend großer Kapazität kann der Kondensatorwiderstand gegenüber R_g vernachlässigt werden. Als resultierender Wechselstromwiderstand $R_{a\sim}$ ist dann die Parallelschaltung aus R_a und R_g wirksam. Er ist kleiner als R_a und reell. Wenn man in der Praxis diese

Schaltung fast immer nach Abschnitt a) behandelt, also $R_{a-} = R_{a\sim}$ setzt, dann deshalb, weil R_g meistens um ein Vielfaches größer als R_a ist und dann die Parallelschaltung beider nahezu den Wert R_a ergibt.

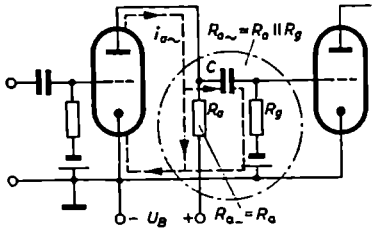


Bild 25. *RC*-gekoppelte Zweiröhrenschaltung. Gleichstromwiderstand des Anodenkreises $R_{a-} = R_a$. Wechselstromwiderstand des Anodenkreises $R_{a\sim} = R_a \| (1/\omega C + R_g)$

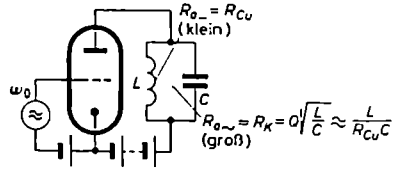


Bild 26. Röhre mit Schwingkreis im Anodenkreis;

$$R_{a-} = R_{Cu},\quad R_{a\sim} = R_K = Q\sqrt{L/C} \approx \frac{L}{R_{Cu}C}$$

Bild 26 zeigt eine Schwingkreisschaltung aus der Hochfrequenztechnik. Für die Resonanzfrequenz, also den hochfrequenten Anodenstrom, stellt der Schwingkreis einen großen reellen Widerstand dar. Er hat den Wert $R_{a\sim} = R_K = Q\sqrt{L/C}$; Q kennzeichnet hierin die Güte des Kreises. In der unmittelbaren Umgebung der Resonanzstelle kann man den Wechselstromwiderstand mit guter Annäherung ebenfalls als noch reell und groß ansehen. Anders liegen die Verhältnisse bei Gleichstrom. Dem Anodengleichstrom setzt der Schwingkreis nur den sehr kleinen Verlustwiderstand R_{Cu} seiner Spule entgegen, so daß anzusetzen ist: $R_{a-} = R_{Cu}$.

Ähnlich verhält sich auch die Schaltung nach *Bild 27*, in der die Ausgangsstufe eines Leistungsverstärkers dargestellt ist. Der Ausgangstransformator dient zur

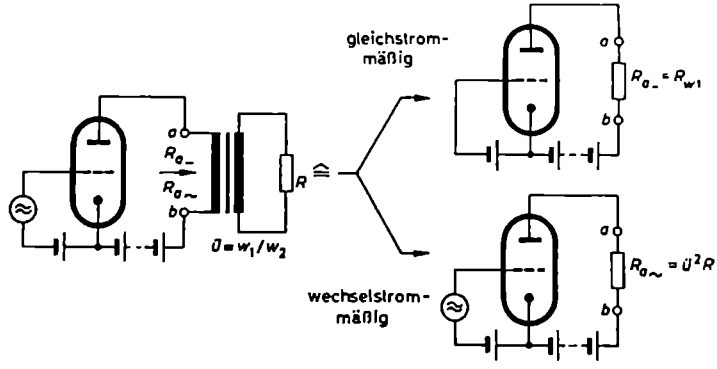


Bild 27. Röhrenschaltung mit Ausgangstransformator sowie gleichstrommäßiger und wechselstrommäßiger Ersatzschaltung

Anpassung des niederohmigen Verbraucherwiderstandes R an den Innenwiderstand der Röhre. Nach Abschnitt G.I.1.c) im I. Band weist der Transformator auf seiner Primärseite zwischen den Klemmen ab einen Wechselstromwiderstand vom Wert $R_{a\sim} = \ddot{u}^2 R$ auf, wobei $\ddot{u}$ das Übersetzungsverhältnis darstellt und gleich dem Verhältnis w_1/w_2 der Windungszahlen ist. Durch die Wahl von $\ddot{u}$ kann dem Wechselstromwiderstand in weiten Bereichen jeder Wert erteilt werden. Bei richtiger Dimensionierung des Transformators ist $R_{a\sim}$ praktisch reell. Im Gegensatz zum Wechselstrom findet der Anodengleichstrom im Anodenkreis nur den relativ kleinen Kupferwiderstand R_{w1} der Primärwicklung des Transformators vor, so daß hier gilt: $R_{a-} = R_{w1}$.

Wie ermittelt man nun in den Fällen, in denen $R_{a\sim} \neq R_{a-}$ ist, auf grafischem Wege die Verstärkung? Man hat sich folgendes klarzumachen: Gleichstrommäßig arbeitet die Röhre in einem Arbeitspunkt, der durch die Gleichstromdaten der Schaltung festgelegt ist. Vom Batteriespannungswert U_B aus wird die Gleichstromwiderstandsgerade R_{a-} in das Kennlinienfeld hineingezeichnet. Für die in den *Bildern 25* bis *27* dargestellten Schaltbeispiele hat R_{a-} den Wert R_a beziehungsweise R_{Cu} beziehungsweise R_{w1}. Der Schnittpunkt der Gleichstromwiderstandsgeraden mit der Kennlinie für die vorgesehene Gittervorspannung U_{g-} liefert den Ruhearbeitspunkt A. Wegen der Kleinheit von R_{Cu} und R_{w1} verläuft die Widerstandsgerade in den beiden letzten Fällen sehr steil, so daß der Arbeitspunkt hier fast senkrecht über U_B liegt.

Wechselstrommäßig wird das Kennlinienfeld auf einer anderen Widerstandsgeraden ausgesteuert. Sie geht durch den Ruhearbeitspunkt (*Bild 28*), hat aber eine Neigung entsprechend der Größe von $R_{a\sim}$, denn hinsichtlich von Stromschwankungen hat der Anodenkreis den Widerstand $R_{a\sim}$, und bei jeder Stromänderung Δi_a am Anodenwiderstand wird eine Spannung verbraucht, die sich aus dem Ansatz

$$\Delta u_{R_{a\sim}} = R_{a\sim}\, \Delta i_a$$

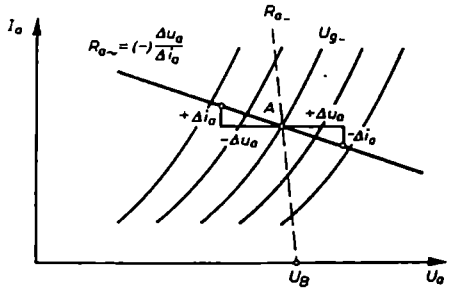


Bild 28. Zur Lage der Wechselstromwiderstandsgeraden $R_{a\sim}$. Auf der durch den Arbeitspunkt A gelegten Widerstandsgeraden ist an jeder Stelle das Verhältnis von $\Delta u_a/\Delta i_a$ konstant und gleich $R_{a\sim}$

ergibt. Bei sinusförmiger Änderung $i_{a\sim}$ folgt die Spannung an $R_{a\sim}$ dem Gesetz

$$u_{R_{a\sim}} = R_{a\sim}\, i_{a\sim}$$

Die resultierende Anodenspannung u_a an der Röhre hat dann den Wert

$$\begin{aligned} u_a &= U_B - (U_{R_{a-}} + u_{R_{a\sim}}) \\ &= \underbrace{U_B - R_{a-} I_{a-}} - R_{a\sim} i_{a\sim} \\ &= \qquad U_{a-} \quad - R_{a\sim} i_{a\sim} \end{aligned}$$

Für die eigentliche Anodenwechselspannung folgt daraus

$$u_{a\sim} = - R_{a\sim} i_{a\sim} \tag{15}$$

Man sieht, die Anodenspannung schwankt um den Ruhewert U_{a-} nach Maßgabe des Produktes $(-) R_{a\sim} i_{a\sim}$ hin und her. Hieraus folgt, daß die im Laufe einer Periode der Gitterwechselspannung durchlaufenen momentanen Arbeitspunkte alle auf einer Geraden liegen müssen, die eine Neigung entsprechend dem Quotienten $i_{a\sim}/u_{a\sim} = (-) 1/R_{a\sim}$ hat (*Bild 28*). Bei der Schwingkreisschaltung vom *Bild 26* und der Transformatorschaltung vom *Bild 27* liegt die Wechselstromwiderstandsgerade wesentlich flacher als die Gleichstromwiderstandsgerade, weil $R_{a\sim} \gg R_{a-}$ ist. Im Fall der *RC*-Kopplungsschaltung vom *Bild 25* liegt die $R_{a\sim}$-Gerade steiler als die R_{a-}-Gerade, weil $R_{a\sim} < R_{a-}$ ist.

Beispiel 3

In einer Röhrenschaltung ähnlich *Bild 27* sei $R_{a-} = 1500\ \Omega$, $R_{a\sim} = 20\ \text{k}\Omega$, $U_B = 230\ \text{V}$, $U_{g-} = -4\ \text{V}$ und $\hat{u}_g = 3\ \text{V}$. Die Röhre habe ein Kennlinienfeld nach *Bild 29*. Was für eine Verstärkung hat die Röhre unter den angegebenen Betriebsbedingungen?

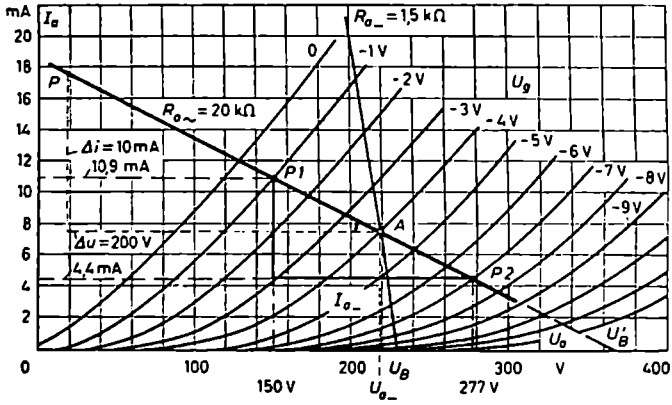


Bild 29. Zum *Beispiel 3*: Grafische Ermittlung der Verstärkung einer Triode im Fall $R_{a\sim} \neq R_{a-}$, aber beide Widerstände reell

Gleichstrommäßig stellt sich ein Arbeitspunkt mit den Werten $U_{a-} = 218\ \text{V}$ und $I_{a-} = 7{,}5\ \text{mA}$ ein. Die Wechselstromwiderstandsgerade gewinnt man, indem man von diesem

Arbeitspunkt aus für ein beliebig angenommenes Δi den Spannungsfall Δu an $R_{a\sim}$ berechnet. Wählt man beispielsweise die Stromänderung Δi zu 10 mA, so gehört dazu ein Δu von $-R_{a\sim}\,\Delta i = -20\ \text{k}\Omega \cdot 10\ \text{mA} = -200$ V. Das bedeutet, daß die Wechselstromwiderstandsgerade durch den Punkt P mit den Koordinaten 7,5 + 10 = 17,5 mA und 218 − 200 = 18 V gehen muß. Liegt am Gitter eine Wechselspannung von 3 V Scheitelwert, so wird die Wechselstromwiderstandsgerade zwischen den Punkten $P1$ und $P2$ ausgesteuert. Der entstehende Anodenwechselstrom hat im Mittel einen Scheitelwert von $\hat{i}_a = 0{,}5\,(10{,}9 - 4{,}4)\ \text{mA} = 3{,}25\ \text{mA}$ und die Anodenwechselspannung einen Scheitelmittelwert von $\hat{u}_a = 0{,}5\,(277 - 150)\ \text{V} = 63{,}5$ V. Demzufolge hat die Röhre in dieser Schaltung eine Verstärkung von $v = \hat{u}_a/\hat{u}_g = 63{,}5\ \text{V}/3\ \text{V} = 21$fach.

Verlängert man im *Bild 29* die Wechselstromwiderstandsgerade bis zum Schnittpunkt mit der Abszisse, so wird dort der Punkt $U'_B = 368$ V markiert. Dieser Punkt kennzeichnet die Batteriespannung, die notwendig wäre, um ohne Transformator an einem gleich großen gewöhnlichen Widerstand die gleiche Wechselspannung hervorzurufen. Es zeigt sich, daß durch Einschalten des Transformators neben anderen Vorteilen die notwendige Speisespannung beträchtlich herabgesetzt werden kann.

Am *Bild 29* fällt weiterhin auf, daß die Anodenspannung – genügend kräftige Gitterwechselspannung vorausgesetzt – zeitweise bedeutend größer als die angelegte Batteriespannung werden kann. Nach dem Lenzschen Gesetz ruft jeder Strom, der ein Magnetfeld aufgebaut hat, bei seiner und seines Magnetfeldes Verkleinerung eine Selbstinduktionsspannung hervor; sie ist so gerichtet, daß sie den ursprünglichen Zustand aufrechtzuerhalten sucht, sich also der vorhandenen Spannung im gleichen Sinn überlagert. Dies gilt auch für den Anodenstrom, wenn er in den negativen Halbwellen der Gitterwechselspannung kleiner als im Ruhezustand wird, also abnimmt. An der Transformatorwicklung entsteht dann, der Gleichspannung überlagert, eine EMK der Selbstinduktion, die den Strom in der alten Richtung und der ursprünglichen Höhe zu erhalten sucht und dabei die Anodenspannung insgesamt über den Ruhewert hinaus erhöht.

Beispiel 4

Gegeben ist eine zweistufige Verstärkerschaltung nach *Bild 30* mit der Doppeltriode ECC 82. Die beiden Röhrensysteme sind über einen Anodenwiderstand von 50 kΩ und den Kondensator C miteinander gekoppelt. Die Ausgangsstufe gibt ihre Energie über den Ausgangstransformator $\ddot{U}$ an einen Belastungswiderstand von $R = 30\ \Omega$ ab. Der Transformator hat primärseitig einen Kupferwiderstand von $R_{w1} = 800\ \Omega$ und ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = w_1/w_2 = 20{,}8$. Dies bedeutet nach *Bild 27*, daß der im Anodenkreis der Ausgangsstufe liegende Gleichstromwiderstand einen Wert von $R_{a-} = R_{w1} = 800\ \Omega$ und der Anodenwechselstromwiderstand einen Wert von $R_{a\sim} = \ddot{u}^2 R = 20{,}8^2 \times 30\ \Omega = 13000\ \Omega$ hat.

Gesucht ist unter Benutzung des im *Bild 31* wiedergegebenen Kennlinienfeldes der ECC 82 1) die Gesamtvorstärkung der Schaltung und 2) die erforderliche Eingangsspannung $U_{g1\sim}$, wenn auf der Primärseite des Transformators eine Wechselspannung von $U_{a2\sim} = 52$ V benötigt wird.

Lösung: Die Gesamtvorstärkung der Zweiröhrenschaltung ist gleich dem Produkt der Einzelvorstärkungen. Denn es ist $U_{a2\sim} = v_2 U_{g2\sim}$. Die Spannung $U_{g2\sim}$ stimmt praktisch

mit $U_{a1\sim}$ überein, wenn der Koppelkondensator C genügend groß gewählt wird und dadurch an ihm kein merklicher Spannungsfall auftritt. Da $U_{a1\sim} = v_1 \cdot U_{g1\sim}$ ist, ergibt sich

$$U_{a2\sim} = v_2 \cdot U_{a1\sim} = v_2 \cdot v_1 U_{g1\sim}$$

oder

$$U_{a2\sim}/U_{g1\sim} = v_{ges} = v_1 \cdot v_2$$

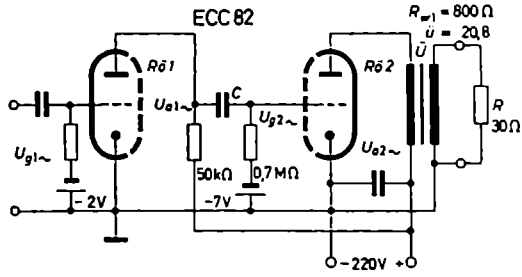


Bild 30. Schaltung des Zweiröhrenverstärkers vom *Beispiel 1*

Die Verstärkungsfaktoren v_1 und v_2 erhält man grafisch aus dem Kennlinienfeld. In der ersten Röhrenstufe kann $R_{a-} = R_{a\sim} = 50$ kΩ gesetzt werden, weil der Gitterwiderstand der Röhre *2* mit 0,7 MΩ wesentlich größer als der Anodenwiderstand der Röhre *1* von

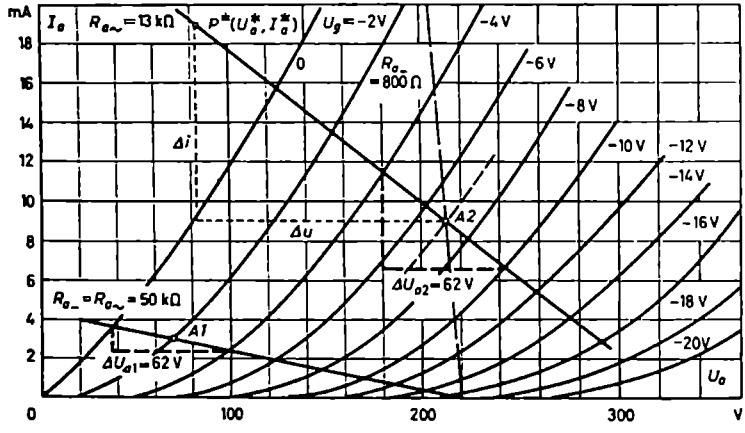


Bild 31. Kennlinienfeld der ECC 82

50 kΩ ist. Nach dem Kennlinienfeld arbeitet *Rö 1* im Arbeitspunkt *A 1* mit den Koordinaten $U_{a1} = 70$ V, $I_{a1} = 3$ mA. Bei einer angenommenen Gitterwechselspannungsänderung von insgesamt $\Delta U_{g1} = 4$ V ergibt sich eine Anodenspannungsänderung von $\Delta U_{a1} = 62$ V und damit eine Verstärkung von

$$v_1 = \Delta U_{a1}/\Delta U_{g1} = 62\,\text{V}/4\,\text{V} = 15{,}5$$

Rö 2 arbeitet gleichstrommäßig in einem Arbeitspunkt, der auf der Gleichstromwiderstandsgeraden $R_{a\_} = 800\,\Omega$ bei $U_{g2} = -7$ V liegt. Dem Diagramm entnimmt man als Koordinaten von *A 2*: $U_{a2\_} = 213$ V und $I_{a2\_} = 9$ mA. Durch diesen Arbeitspunkt muß die Wechselstromwiderstandsgerade $R_{a\sim} = 13\,\text{k}\Omega$ gehen. Zu einem angenommenen Δu von -130 V würde ein $\Delta i = -\Delta u/R_{a\sim} = +130\,\text{V}/13\,\text{k}\Omega = +10$ mA gehören. Demgemäß muß die $R_{a\sim}$-Gerade von *A 2* aus durch den Punkt P^* mit $I_a^* = 9\,\text{mA} + 10\,\text{mA} = 19$ mA und $U_a^* = 213\,\text{V} - 130\,\text{V} = 83$ V gehen. Auf dieser Widerstandsgeraden wandern bei einer Wechselspannung am Steuergitter die momentanen Arbeitspunkte hin und her. Um kein zu kleines und kein zu großes Verstärkungsdreieck zu erhalten, wird die Gitterspannungsänderung zu ± 3 V oder insgesamt zu $\Delta U_{g2} = 6$ V angenommen. Dazu greift man im Kennlinienfeld eine Anodenspannungsänderung von im ganzen $\Delta U_{a2} = 62$ V ab, so daß sich für die Verstärkung von *Rö 2* ein Wert ergibt von

$$v_2 = \Delta U_{a2}/\Delta U_{g2} = 62\,\text{V}/6\,\text{V} = 10{,}3$$

Mithin beträgt die Gesamtverstärkung

$$v_{\text{ges}} = v_1 \cdot v_2 = 15{,}5 \cdot 10{,}3 \approx 160$$

Mit der Gesamtverstärkung läßt sich zu jeder gewünschten Anodenwechselspannung die erforderliche Eingangswechselspannung ermitteln. Soll $U_{a2\sim}$ nach der Aufgabenstellung 52 V sein, muß $U_{g1\sim}$ den Wert $52\,\text{V}/160 \approx 0{,}325$ V haben.

Aufgabe 13

Ermittle grafisch für eine Schwingkreisschaltung nach *Bild 26* mit der UKW-Triode EC 92 den Arbeitspunkt *A* und die Verstärkung *v* in der Resonanz. Der Schwingkreis besteht aus einer Luftspule von $L = 1{,}2\,\mu\text{H}$ und einem Wirkwiderstand von 2,0 Ω im

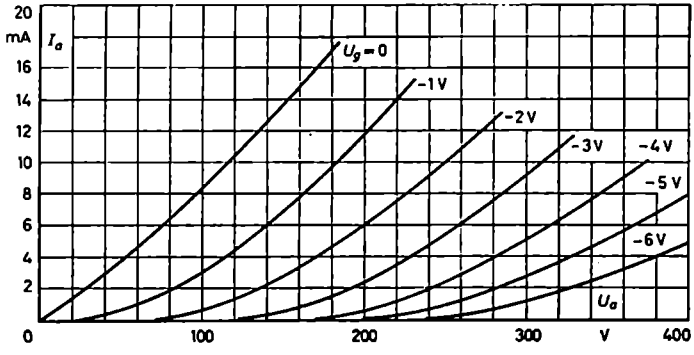


Bild 32. Zur *Aufgabe 13*: Kennlinienfeld der EC 92

UKW-Bereich. Die Kapazität des Kondensators einschließlich der Röhren- und Schaltkapazitäten betrage $C = 30$ pF. Die Anodenspeisespannung sei $U_B = 220$ V und die Gittervorspannung $U_{g\_} = -2$ V. Als Kennlinienfeld benutze *Bild 32*. Gib außerdem

an, auf welche Frequenz der Schwingkreis abgestimmt ist und welche Güte er hat. (Antwort: $R_{a\_} = 2\,\Omega$, $R_{a\sim} = 20\,\text{k}\Omega$, $A = 220\,\text{V}/7{,}5\,\text{mA}$, $v \approx 38$fach, $f_0 = 26{,}6\,\text{MHz}$, $Q = 100$)

c) Komplexer Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$

Ist der Außenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$ nicht rein reell, so tritt zwischen Anodenwechselspannung und Anodenwechselstrom eine Phasenverschiebung auf. Strom und Spannung nehmen nicht mehr in gleichen, sondern in verschiedenen Zeitmomenten ihre Extremwerte ein. Im Kennlinienfeld äußert sich dies darin, daß die Wechselstrom-

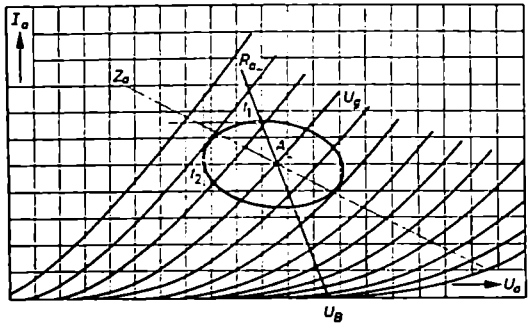


Bild 33. Ellipsenförmige Arbeitskennlinie im I_a/U_a-Kennlinienfeld bei komplexem Anodenwiderstand

arbeitskurve keine Gerade mehr ist, sondern eine Ellipse. Das Zentrum der Ellipse liegt im gleichstrommäßigen Arbeitspunkt A. An der Ellipse vom *Bild 33* ist deutlich zu erkennen, wie zum Beispiel der Strom im Moment t_1, dagegen die Spannung im Zeitmoment t_2 den Extremwert (Scheitelwert) durchläuft. Bei induktiver Belastung, bei der die Spannung dem Strom voreilt, wird die Ellipse im Uhrzeigersinn, bei kapazitiver Belastung, bei der der Strom der Spannung voreilt, wird die Ellipse entgegen dem Uhrzeigersinn durchlaufen.

Genauer soll hier auf den Fall komplexer Belastung, der in der Praxis häufig auftritt, nicht eingegangen werden. Wegen der unbequemen Konstruktion der Ellipse untersucht man die Verstärkungs- und Leistungsfragen solcher Schaltungen besser entweder rein rechnerisch oder bei grafischer Behandlung unter Verzicht auf volle Exaktheit an Ersatzschaltungen mit gleichem, aber reellem Widerstand. Das ist in vielen Fällen statthaft, weil bei kleinen Phasenwinkeln die Fehler in bezug auf die Amplitudenverhältnisse kleinbleiben.

8. Dynamische Kennlinie im I_a/U_g-Kennlinienfeld

Im *Bild 22* wurde die Konstruktion des Anodenwechselstromes mit der statischen I_a/U_g-Kennlinie gezeigt. Die Benutzung der statischen Kennlinien war dort gestattet, weil im Anodenkreis der Röhre kein Widerstand lag. Dadurch blieb die Spannung U_a an der Röhre konstant, und die Aussteuerung fand auf einer festen

Kennlinie statt. Für den Fall nun, daß in der Anodenleitung ein Widerstand R_a liegt, ändern sich die Verhältnisse. Wegen der Wechselspannung an R_a ändert sich periodisch das Anodenpotential. Damit werden im I_a/U_g-Kennlinienfeld ständig neue Kennlinien maßgebend. Die Anodenwechselstromkurve läßt sich jetzt nicht mehr durch eine einfache Spiegelung an einer für U_a = konstant geltenden „statischen" Kennlinie konstruieren. Man benötigt dazu eine „dynamische" Kennlinie, das heißt eine Kennlinie, die die Veränderlichkeit der Anodenspannung berücksichtigt. Man nennt sie auch die Arbeitskennlinie des I_a/U_g-Kennlinienfeldes. Die dynamische Kennlinie verläuft flacher als die statische, weil in den Momenten, in denen u_g und i_a anwachsen, die Spannung U_a sinkt und damit eine Kennlinie für kleineres U_a' Gültigkeit erlangt (*Bild 34*). Umgekehrt steigt die Anodenspannung bei negativer werdendem Gitter bis auf U_a'' an, so daß der momentane Wert des Arbeitspunktes höherrückt.

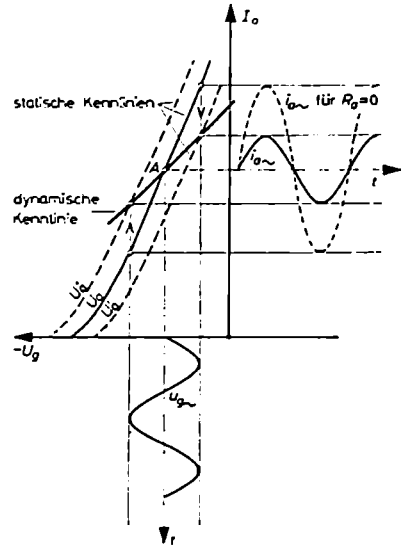


Bild 34. Statische und dynamische I_a/U_g-Kennlinie einer Röhre

Am einfachsten läßt sich die dynamische Kennlinie durch Herüberprojizieren der Widerstandsgeraden aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld in das I_a/U_g-Kennlinienfeld finden. Auf der Widerstandsgeraden liegen ja die bei Wechselaussteuerung auftretenden momentanen Arbeitspunkte der Röhre, das heißt die jeweils zusammengehörigen Kombinationen von u_a, i_a und u_g; sie müssen sich im I_a/U_g-Kennlinienfeld wiederfinden. So gehört zum Beispiel im rechten Diagramm vom *Bild 35* zu

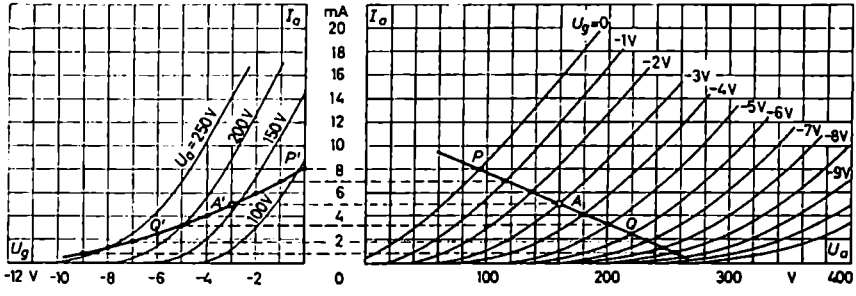


Bild 35. Konstruktion der dynamischen I_a/U_g-Kennlinie mit Hilfe der Widerstandsgeraden im I_a/U_a-Kennlinienfeld

dem Punkt P mit seinem Stromwert i_a bei $U_g = 0$ im linken Diagramm der Punkt P' bei $U_g = 0$. Das gleiche gilt für A und A' beziehungsweise Q und Q'.

Es zeigt sich, daß die dynamische Kennlinie eine kleinere Steilheit als die statische Kennlinie hat; es ist $S_{dyn} < S_{stat}$. Die dynamische Kennlinie verläuft um so flacher, ihre dynamische Steilheit S_{dyn} ist um so kleiner, je größer R_a ist.

Hat man S_{dyn} auf grafischem Wege an der dynamischen Kennlinie abgegriffen oder es berechnet (Gl. 20), kann man den Anodenwechselstrom nach folgender Formel aus der Gitterwechselspannung errechnen:

$$i_a = S_{dyn}\, \hat{u}_g$$

oder

$$I_{a\sim} = S_{dyn}\, U_{g\sim} \tag{16}$$

Die Formel entspricht ihrem Aufbau nach Gl. (14), die aber nur für den Kurzschlußfall Gültigkeit hat.

Während Verstärkungs- und Leistungsfragen hauptsächlich im I_a/U_a-Kennlinienfeld studiert werden, bietet das I_a/U_g-Kennlinienfeld Vorteile bei der Betrachtung von Verzerrungen, denn ihre Ursache liegt in der Krümmung der I_a/U_g-Kennlinie.

Aufgabe 14

Zeichne in das I_a/U_g-Kennlinienfeld vom *Bild 35* für den Arbeitspunkt $U_{g\_} = -2$ V und $I_{a\_} = 10$ mA die dynamischen Kennlinien für $R_{a\sim} = 10$ kΩ und 50 kΩ ein. Wie groß sind S_{dyn} und S_{stat} im Arbeitspunkt?

(Antwort: $S_{dyn} \approx 1{,}7$ beziehungsweise $\approx 0{,}6$ mA/V; $S_{stat} = 4$ mA/V)

9. Rechnerische Ermittlung der Verstärkung mit Hilfe der Röhrenkenndaten

a) Arbeitsgleichungen der Röhre

Im Anschluß an die grafische Ermittlung soll die Verstärkung jetzt auch auf rein rechnerischem Wege mit Hilfe der Röhrenkenngrößen S, D und R_i gefunden werden. Dieser Fall ist von Bedeutung, wenn von der verwendeten Röhre kein Kennlinienfeld vorliegt, sondern, etwa auf Grund einer Röhrentabelle, nur die Kennwerte bekannt sind. Aus Gründen einer allgemeinen Darstellung, besonders auch, um gleichzeitig Aussagen über die Phasenverhältnisse zu bekommen, sollen die folgenden Ansätze in komplexer Form gemacht werden.

Während der Anodenwechselstrom bei Kurzschluß im Anodenkreis und bei Aussteuerung im geradlinigen Teil der Kennlinie nach Gl. (14) dem Gesetz

$$\mathfrak{I}_a = S\, \mathfrak{U}_g$$

gehorcht, muß im Fall eines Anodenwiderstandes wegen der Rückwirkung der Anode auf den Steuervorgang von der Steuerwechselspannung $\mathfrak{U}_{st} = \mathfrak{U}_g + D\,\mathfrak{U}_a$ ausgegangen und daher geschrieben werden

$$\mathfrak{I}_a = S\, \mathfrak{U}_{st} = S(\mathfrak{U}_g + D\,\mathfrak{U}_a) \tag{17}$$

Im Steuerraum um die Katode herum ist außer der Gitterwechselspannung oben auch die Anodenwechselspannung wirksam, aber nur zu einem bestimmten Bruchteil, der vom Durchgriff der Anode durch die Gittermaschen abhängt. Die Anodenwechselspannung ist zunächst nicht bekannt, läßt sich aber durch $\mathfrak{I}_a$ ausdrücken, da sie gleich der Wechselspannung ist, die der Anodenwechselstrom am Anodenwiderstand hervorruft. Berücksichtigt man, daß $\mathfrak{U}_a$, wie im *Bild 23* nachgewiesen wurde, gegenüber $\mathfrak{I}_a$ einen grundsätzlichen Phasenunterschied von 180° aufweist, oder geht man von Gl. (15) aus, so läßt sich schreiben

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_a \tag{18}$$

Damit nimmt Gl. (17) die Gestalt an

$$\mathfrak{I}_a = S(\mathfrak{U}_g - D\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_a)$$

oder bei der Auflösung nach $\mathfrak{I}_a$

$$\mathfrak{I}_a = \frac{S}{1 + SD\mathfrak{Z}_a}\,\mathfrak{U}_g \tag{19}$$

Der Ausdruck $S/(1 + SD\,\mathfrak{Z}_a)$ stellt die dynamische Steilheit dar, denn er ersetzt den Faktor S_{dyn} in Gl. (16). Für den Fall, daß $\mathfrak{Z}_a$ ein reeller Widerstand ist, wird S_{dyn} eine rein reelle Größe. In diesem Fall erscheint im I_a/U_g-Kennlinienfeld die im *Bild 35* konstruierte, schwach gekrümmte dynamische Kennlinie. Ist $\mathfrak{Z}_a$ komplex, treten sowohl im I_a/U_a- als auch im I_a/U_g-Kennlinienfeld Arbeitsellipsen auf.
Der Anodenwechselstrom läßt sich jetzt auf zweierlei Weise angeben: Arbeitet man mit der statischen Steilheit S, muß die Steuerwechselspannung $\mathfrak{U}_{st}$ benutzt werden; will man in den Formeln als steuernde Größe nur die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ haben, muß die dynamische Steilheit S_{dyn} verwendet werden. Es ist also

$$\mathfrak{I}_a = S\,\mathfrak{U}_{st} \qquad \text{mit} \qquad \mathfrak{U}_{st} = \mathfrak{U}_g + D\,\mathfrak{U}_a$$

oder

$$\mathfrak{I}_a = S_{dyn}\,\mathfrak{U}_g \qquad \text{mit} \qquad S_{dyn} = \frac{S}{1 + SD\mathfrak{Z}_a} \tag{20}$$

Für $\mathfrak{Z}_a = 0$ geht S_{dyn} in S über, für zunehmendes $\mathfrak{Z}_a$ wird S_{dyn} immer kleiner. Die letzte Formel für $\mathfrak{I}_a$ läßt sich noch etwas umwandeln. Berücksichtigt man, daß $SD = 1/R_i$ ist, wird

$$\mathfrak{I}_a = \frac{S}{1 + \mathfrak{Z}_a/R_i}\,\mathfrak{U}_g$$

oder

$$\mathfrak{I}_a = S\,\mathfrak{U}_g \frac{R_i}{R_i + \mathfrak{Z}_a} \tag{21}$$

Da der Ausdruck $S R_i$ im Zähler gleich $1/D$ ist, kann man auch schreiben

$$\mathfrak{I}_a = \frac{\mathfrak{U}_g}{D}\,\frac{1}{R_i + \mathfrak{Z}_a} \tag{22}$$

Mit diesen Formeln läßt sich die Anodenwechselspannung angeben. Entsprechend $\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{J}_a \mathfrak{Z}_a$ ergibt sich

$$\mathfrak{U}_a = -S\,\mathfrak{U}_g \frac{R_i \mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a} \tag{23}$$

oder

$$\mathfrak{U}_a = -\frac{\mathfrak{U}_g}{D} \frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a} \tag{24}$$

Die Gl. (21) bis (24) bilden die sogenannten Arbeitsgleichungen der Röhre. Sie vermitteln auf verschiedene Weise den Zusammenhang zwischen dem Anodenwechselstrom, der Anodenwechselspannung, der Gitterwechselspannung und den Kenn- und Betriebswerten der Röhre. Sie stellen zugleich auch die Ausgangsgleichungen für die Aufstellung der Ersatzstrom- und Ersatzspannungsquellenschaltung der Röhre dar. Ist der Außenwiderstand rein reell, und verzichtet man auf die Herausstellung des 180°-Phasenunterschiedes, lassen sich Gl. (23) und (24) überführen in die Form

$$U_{a\sim} = S\,U_{g\sim} \frac{R_i R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} \tag{25}$$

$$U_{a\sim} = \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} \tag{26}$$

Für die beiden speziellen Fälle des anodenseitigen Kurzschlusses und Leerlaufes ergibt sich aus Gl. (21) bis (26)

$$\text{bei } R_{a\sim} = 0: \quad \begin{aligned} U_{a\sim} &= 0 \\ I_{a\sim} &= \text{Kurzschlußstrom } I_{k\sim} = S\,U_{g\sim} \end{aligned} \tag{27}$$

$$\text{bei } R_{a\sim} \to \infty: \quad \begin{aligned} I_{a\sim} &= 0 \\ U_{a\sim} &= \text{Leerlaufspannung } U_{l\sim} = \frac{U_{g\sim}}{D} \end{aligned} \tag{28}$$

Auf diese beiden Gleichungen wird bei der Aufstellung der Ersatzschaltungen der Röhre zurückgegriffen werden.

b) Verstärkungsformeln der Röhre

Aus Gl. (24) folgt für die Verstärkung $\mathfrak{v}$ als dem Verhältnis der Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung

$$\mathfrak{v} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = -\frac{1}{D} \frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a} = -\frac{1}{D} \frac{1}{1 + R_i/\mathfrak{Z}_a} \tag{29}$$

Die Verstärkung $\mathfrak{v}$ ist hiernach eine komplexe Größe. Sie beschreibt nicht nur die Größe, sondern auch die Phasenlage der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung. Im *Bild 36* sind für einen komplexen Anodenwiderstand von zum Beispiel $\mathfrak{Z}_a = 10\,\text{k}\Omega\,e^{j60°}$ und ein R_i von 8 kΩ reell der Quotient $\mathfrak{Z}_a/(R_i + \mathfrak{Z}_a)$

und der Quotient $-\mathfrak{Z}_a/(R_i + \mathfrak{Z}_a)$ dargestellt. Setzt man voraus, daß $\mathfrak{U}_g$ beispielsweise 0,2 V $e^{j\,90°}$ und $D = 0{,}1$ oder $1/D = 10$ ist, nimmt der $\mathfrak{U}_a$-Zeiger die gezeichnete Lage ein. Daß der Verstärkungsfaktor eine komplexe Größe ist und neben dem Betrag auch eine Phase hat, spielt bei der Untersuchung von Rückkopplungsschaltungen für Generatoren und dem Problem der Gegenkopplung eine Rolle. Normalerweise interessiert nur der Betrag der Verstärkung; für ihn kann man ansetzen

$$v = |\mathfrak{v}| = \frac{|\mathfrak{Z}_a|}{|R_i + \mathfrak{Z}_a|} \qquad (30)$$

Man beachte, daß man bei der Betragsberechnung von $\mathfrak{v}$ im Nenner von Gl. (30) nicht einfach zu R_i den Betrag von $\mathfrak{Z}_a$ addieren darf, sondern R_i und $\mathfrak{Z}_a$ komplex addieren muß und davon den Betrag zu ermitteln hat.

Ist $\mathfrak{Z}_a$ rein reell gleich $R_{a\sim}$, nimmt die Verstärkungsformel die Form an

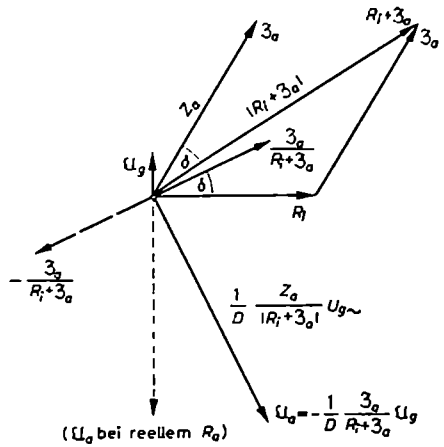


Bild 30. Zeigerdiagramm zur Ermittlung der Verstärkung $\mathfrak{v}$ einer Röhre mit komplexem Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$

$$v = \frac{1}{D}\,\frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} = \frac{1}{D}\,\frac{1}{1 + R_i/R_{a\sim}} \qquad (31)$$

Die Diskussion dieser Formel ergibt folgendes:

1) Arbeitet die Röhre im oder nahezu im Leerlauf, das heißt, ist $R_{a\sim} \gg R_i$, kann im Nenner der Ausdruck $R_i/R_{a\sim}$ gegenüber Eins vernachlässigt und damit für den Verstärkungsfaktor im Leerlauf geschrieben werden

$$v_l = 1/D = \mu$$

Dies ist die größte Spannungsverstärkung, die mit der Röhre erreicht werden kann und die dem Faktor μ die Bezeichnung Leerlaufverstärkungsfaktor gegeben hat. Sie läßt sich näherungsweise bei Trioden erreichen. Der Fall $R_{a\sim} \gg R_i$ liefert große Wechselspannungen, aber nur kleine Wechselströme und kleine Wechselstromleistungen. Er wird in den Anfangsstufen eines Mehrröhrenverstärkers angestrebt, denn hier kommt es darauf an, dem Gitter der folgenden Röhre eine möglichst große Wechselspannung zuzuführen. Steuerleistung wird hier nicht benötigt, solange das Gitter im Gebiet negativer Spannungen ausgesteuert wird.

2) Für den Fall der Anpassung des Außenwiderstandes an den Innenwiderstand, also für $R_{a\sim} = R_i$, wird

$$v_{Anp} = \frac{1}{2D} = \frac{\mu}{2}$$

Hier tritt größte Leistungsverstärkung auf.

3) Für den Fall, daß $R_{a\sim} \ll R_i$ ist, ergibt sich

$$v_k \approx \frac{1}{D} \frac{R_{a\sim}}{R_i} = S R_{a\sim}$$

Diese leicht zu behaltende Formel wird viel bei der Überschlagsberechnung der Verstärkung von Mehrgitterröhren (Pentoden) angewendet, denn dort sind die Anodenwiderstände häufig sehr klein gegenüber den hohen Innenwiderständen dieser Röhrenarten.

In der Fernsprechtechnik wird aus Gründen, die sich aus der Leitungstheorie ergeben, statt des Verstärkungsfaktors v oft das logarithmische Verstärkungsmaß s angewendet. In Neper (N) oder Dezibel (dB) ausgedrückt, hat die Verstärkung hier den Wert

$$s[\mathrm{N}] = \ln v \qquad \text{beziehungsweise} \qquad s[\mathrm{dB}] = 20 \lg v$$

Man kann beispielsweise sagen, die Verstärkung ist 20fach oder 3 N oder 26 dB.

c) Ersatzschaltungen der Röhre

Sämtliche Strom- und Spannungsverhältnisse auf der Anodenseite einer Röhre lassen sich leicht merken oder jederzeit leicht herleiten, wenn man die Röhre als einen Wechselstromgenerator auffaßt und für sie eine Ersatzschaltung aufstellt.

Die Ersatzschaltung eines Generators besteht aus zwei Elementen: dem eigentlichen Generatorteil mit entweder konstanter EMK (Urspannung) oder mit konstanter Stromergiebigkeit (Urstrom) und einem Innenwiderstand. Als Ersatzspannungsquelle hat die Ersatzschaltung eine EMK oder, wie man heute sagt, eine Urspannung E', die gleich der Leerlaufspannung U_l der ursprünglichen Schaltung ist. Als Ersatzstromquelle besitzt sie eine Stromergiebigkeit oder einen Urstrom I', der gleich dem Kurzschlußstrom I_k der ursprünglichen Schaltung ist. Der Innenwiderstand R_i' der Ersatzschaltung ist gleich dem Widerstand, den man von den Klemmen des Verbrauchers aus in die gegebene Schaltung mißt. Der eigentliche Generatorteil der Schaltung muß bei der Widerstandsbestimmung „kurzgeschlossen" werden; er darf nicht in Betrieb sein, um den von außen hineingeschickten Meßstrom nicht zu stören oder zu verfälschen.

Auf die Röhre übertragen, kommt man zu dem Ergebnis, daß sich für sie sowohl eine Leerlaufspannung als auch ein Kurzschlußstrom und auch ein Innenwiderstand angeben lassen. Die Leerlaufspannung einer Röhre hat nach Gl. (28) den Wert $U_{l\sim} = U_{g\sim}/D$ und der Kurzschlußstrom nach Gl. (27) die Größe $I_{k\sim} = S U_{g\sim}$. Als Innenwiderstand R_i' kann bei der Röhrenschaltung das R_i der Röhre eingesetzt werden, zumal dieser Widerstand nach der Definition von Gl. (10) für konstante Gitterspannung und damit für den Fall gilt, daß in der Röhre keine Wechselströme und -spannungen erzeugt werden. Zu dem gleichen Ergebnis kommt man, wenn man $R_i' = U_{l\sim}/I_{k\sim}$ setzt und schreibt

$$R_i' = \frac{U_{l\sim}}{I_{k\sim}} = \frac{U_{g\sim}/D}{S U_{g\sim}} = \frac{1}{S D} = R_i$$

Demnach liegt es nahe zu probieren, auch für die Röhrenschaltung zur einfacheren Untersuchung ihres Wechselstromverhaltens eine Ersatzspannungsquelle oder eine Ersatzstromquelle aufzustellen. Im *Bild 37* ist dies geschehen. Das *Bild 37 (a)* zeigt die Ersatzspannungsquelle und das *Bild 37 (b)* die Ersatzstromquelle der Röhre. Das Minuszeichen bei $\mathfrak{U}_a$ bringt die 180°-Grundphase zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung zum Ausdruck; es kann bei nur betragsmäßiger Berechnung

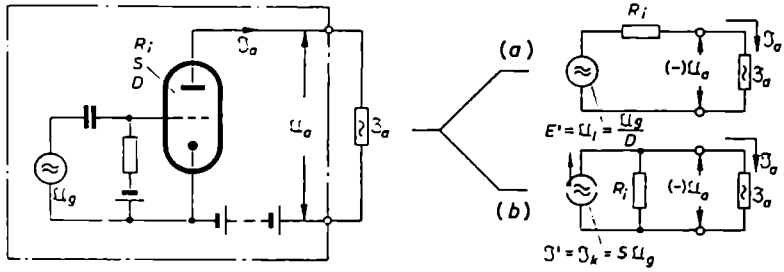


Bild 37. (a) Ersatzspannungsquelle, (b) Ersatzstromquelle einer Röhrenschaltung. Sie dienen zur rechnerischen Erfassung des Wechselstromverhaltens der Röhrenschaltung

der Verstärkung und der Leistungsverhältnisse unberücksichtigt bleiben. Wenn man in den beiden Ersatzschaltungen den Strom $\mathfrak{I}_a$ und die Spannung $\mathfrak{U}_a$ berechnet, kommt man zu den gleichen Beziehungen, wie sie in Gl. (22) bis (24) dargelegt sind. Nach *Bild 37 (a)* ist

$$\mathfrak{I}_a = \frac{E'}{\mathfrak{Z}_{ges}} = \frac{\mathfrak{U}_g}{D}\,\frac{1}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

und

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_a = -\frac{\mathfrak{U}_g}{D}\,\frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

Nach *Bild 37 (b)* ist

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{I}_k \mathfrak{Z}_{ges} = -S\,\mathfrak{U}_g \frac{R_i \mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

Die Ersatzschaltung mit der Spannungsquelle wird gern bei Trioden angewendet, da Trioden in Spannungsverstärkerstufen mit hohen Anodenwiderständen und daher in der Nähe der Leerlaufverstärkung arbeiten. Die Stromquellenersatzschaltung bietet Vorteile, wenn $\mathfrak{Z}_a$ klein gegenüber R_i ist. Vor allem bei Pentoden kann man annehmen, daß praktisch der gesamte Urstrom durch den Außenwiderstand fließt und den hochohmigen R_i-Weg parallel zu $\mathfrak{Z}_a$ meidet. Er ruft dann an $\mathfrak{Z}_a$ die Spannung $\mathfrak{U}_a \approx -\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_k = -S\,\mathfrak{Z}_a\,\mathfrak{U}_g$ hervor.

Die Ersatzschaltungen geben kein Bild für die physikalischen Vorgänge im Innern der Röhre. In Wirklichkeit ist in der Röhre keine Wechselstromquelle konstanter EMK oder konstanter Stromergiebigkeit vorhanden. Die Röhre wirkt nur nach außen so, als ob sie die Elemente der einen oder anderen Schaltung enthält. Das rechnerische Verfahren und die Einführung der Ersatzschaltungen sind dann von

besonderem Vorteil, wenn der Außenwiderstand komplex ist. In diesem Fall würde das grafische Verfahren die Konstruktion einer Arbeitsellipse erforderlich machen und daher sehr umständlich sein. Die Röhrenersatzschaltungen werden auch gern bei der Berechnung und Untersuchung des Frequenzgangs einer mehrstufigen Röhrenschaltung angewendet.

Beispiel 5

Im Anodenkreis einer Röhre, die in ihrem Arbeitspunkt ($U_{a\_} = 250$ V, $I_{a\_} = 12$ mA, $U_{g\_} = -18$ V) die Kennwerte $R_i = 4{,}6$ kΩ, $S = 2$ mA/V und $D = 11\%$ hat, ist eine Spule von $L = 0{,}8$ H mit einem Verlustwiderstand von $R_w = 800\ \Omega$ (*Bild 38*). 1) Welchen Wert muß die Anodenspeisespannung U_B haben, damit sich der angegebene Arbeitspunkt einstellt? 2) Wie groß sind $U_{r\sim}$ und $I_{a\sim}$ bei $U_{g\sim} = 2$ V und $\omega = 5000\ \mathrm{s}^{-1}$? 3) Welche Phase haben Anodenwechselspannung und -strom gegeneinander? 4) Welche Phase haben Anoden- und Gitterwechselspannung zueinander? 5) Ist der Anodenstrom mit der Gitterwechselspannung noch in Phase?

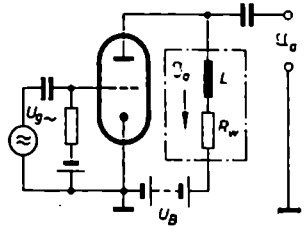


Bild 38. Schaltung zum *Beispiel 5*

Zu 1) Bei $I_{a\_} = 12$ mA wird an dem Kupferwiderstand der Spule eine Gleichspannung von $U_{R_w} = R_w I_{a\_} = 0{,}8\ \mathrm{k\Omega} \cdot 12\ \mathrm{mA} = 9{,}6$ V verbraucht. Dementsprechend muß sein $U_B = U_{a\_} + U_{R_w} = 250\ \mathrm{V} + 9{,}6\ \mathrm{V} \approx 260$ V.

Zu 2) Als erstes wird für die Röhre eine Ersatzspannungsquelle aufgestellt (*Bild 39a*). Sie liefert

$$\mathfrak{I}_a = \frac{E'}{\mathfrak{Z}_{ges}} = \frac{U_{g\sim}}{D}\,\frac{1}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

und

$$\mathfrak{U}_a = (-)\mathfrak{I}_a \mathfrak{Z}_a$$

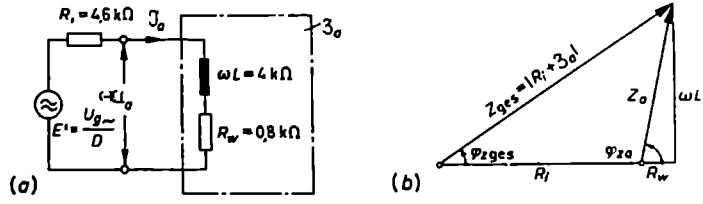


Bild 39. (a) Ersatzspannungsquelle zur Röhrenschaltung vom *Bild 38* mit (b) Widerstandsdiagramm

Da nur die Effektivwerte gesucht sind, kann man schreiben

$$I_{a\sim} = \frac{U_{g\sim}}{D}\,\frac{1}{Z_{ges}} = \frac{U_{g\sim}}{D}\,\frac{1}{|R_i + \mathfrak{Z}_a|} \qquad \text{und} \qquad U_{a\sim} = Z_a I_{a\sim}$$

Dem Widerstandsdiagramm der Schaltung (*Bild 39b*) entnimmt man

$$Z_a = \sqrt{R_w^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{800^2\,\Omega^2 + (5000\,s^{-1} \cdot 0{,}8\,\Omega s)^2} \approx 4080\,\Omega$$

und

$$Z_{ges} = \sqrt{(R_i + R_w)^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{(4600 + 800)^2 + 4000^2}\,\Omega \approx 6720\,\Omega$$

Damit wird

$$I_{a\sim} = \frac{2\,V}{0{,}11}\,\frac{1}{6720\,\Omega} = 2{,}71\,mA$$

und

$$U_{a\sim} = 4080\,\Omega \cdot 2{,}71\,mA = 11{,}05\,V$$

Zu 3) Die Phase zwischen Anodenwechselspannung und -strom gewinnt man aus dem Ansatz $\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_a$ oder

$$\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{I}_a} = -\mathfrak{Z}_a$$

Bei Einführung der exponentiellen Schreibweise kann man hierfür schreiben

$$\frac{\hat{u}_a\,e^{j\varphi_{ua}}}{i_a\,e^{j\varphi_{ia}}} = \frac{\hat{u}_a}{i_a}\,e^{j(\varphi_{ua}-\varphi_{ia})} = Z_a\,e^{j(\varphi_{za}+180°)}$$

Vergleicht man rechts und links die Phasenwinkel, ergibt sich für den gesuchten Phasenwinkel

$$\varphi = \varphi_{ua} - \varphi_{ia} = \varphi_{za} + 180°$$

φ_{za} kann dem Widerstandsdiagramm entnommen werden. Man erhält dabei

$$\tan\varphi_{za} = \frac{\omega L}{R_w} = \frac{4000\,\Omega}{800\,\Omega} = 5 \quad \text{oder} \quad \varphi_{za} \approx 78°40'$$

Damit wird

$$\varphi = 78°40' + 180° = 258°40' = -101°20'$$

Zu 4) Die Phase zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung gewinnt man aus dem Ansatz (Gl. 24)

$$\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = -\frac{1}{D}\,\frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a} = -\frac{1}{D}\,\frac{\mathfrak{Z}_a}{\mathfrak{Z}_{ges}}$$

Beim Übergang auf die exponentielle Schreibweise erhält man

$$\frac{\hat{u}_a\,e^{j\varphi_{ua}}}{\hat{u}_g\,e^{j\varphi_{ug}}} = -\frac{1}{D}\,\frac{Z_a\,e^{j\varphi_{za}}}{Z_{ges}\,e^{j\varphi_{z\,ges}}} = \frac{Z_a}{D\,Z_{ges}}\,\frac{e^{j(\varphi_{za}+180°)}}{e^{j\varphi_{z\,ges}}}$$

und daraus durch Vergleich der Winkel links und rechts

$$\varphi_{ua} - \varphi_{ug} = \varphi_{za} - \varphi_{z\,ges} + 180°$$

Für $\varphi_{z\,ges}$ liest man aus dem Widerstandsdiagramm ab

$$\tan\varphi_{z\,ges} = \frac{\omega L}{R_i + R_w} = \frac{4000\,\Omega}{(4600 + 800)\,\Omega} = 0{,}742$$

oder

$$\varphi_{z\,ges} \approx 36°35'$$

Damit ergibt sich für die Phase zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung

$$\varphi_{ua} - \varphi_{ug} = 78°40' - 36°35' + 180° = 222°5'$$

Zu 5) Im *Bild 40* sind die einzelnen Strom- und Spannungszeiger zusammengestellt. Man erkennt deutlich, wie übrigens auch aus Gl. (22) hervorgeht, daß der Anodenwechselstrom bei komplexer Belastung nicht mehr mit der Gitterwechselspannung in Phase liegt. Aus dem Ansatz

$$\varphi_{ua} - \varphi_{ug} - (\varphi_{ua} - \varphi_{ia}) = 222°5' - 258°40'$$

folgt

$$\varphi_{ia} - \varphi_{ug} = -36°35'$$

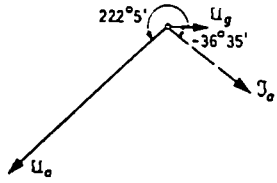


Bild 40. Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen in der Schaltung nach *Bild 38*

Aufgabe 15

Ermittle rechnerisch die Verstärkung der Schwingkreisschaltung von *Aufgabe 13*. Aus dem Kennlinienfeld kann man für den benutzten Arbeitspunkt ablesen: $D = 1{,}67\%$ und $R_i = 12{,}8\ \text{k}\Omega$.

(Antwort: $v = 36{,}6$fach)

Aufgabe 16

Im Anodenkreis einer Röhrenschaltung liege – gewissermaßen als Ersatzschaltung eines idealen Transformators ohne Kupfer- und Streuverluste mit reeller Belastung – eine Parallelschaltung aus $L = 20\ \text{H}$ und $R = 12{,}2\ \text{k}\Omega$. Die Röhre habe einen Innenwiderstand von $R_i = 10\ \text{k}\Omega$ und einen Durchgriff von $D = 3{,}33\%$. Stelle für die Röhre eine Ersatzspannungsquelle auf und berechne an Hand der Ersatzschaltung den Betrag v der Verstärkung bei $\omega = 5000\ \text{s}^{-1}$ (etwa 800 Hz) und $\omega = 300\ \text{s}^{-1}$ (etwa 50 Hz). Ermittle dann an Hand einer weiter vereinfachten Ersatzspannungsquellenschaltung die Grenzfrequenz der Röhrenschaltung, das heißt die unterste noch übertragbare Frequenz f_u.

(Antwort: Bei $\omega = 5000\ \text{s}^{-1}$ ist $Z_a = 12{,}1\ \text{k}\Omega$, $Z_{ges} = 22{,}07\ \text{k}\Omega$ und $v = 16{,}5$. Bei $\omega = 300\ \text{s}^{-1}$ ist $Z_a = 5{,}38\ \text{k}\Omega$, $Z_{ges} = 13{,}3\ \text{k}\Omega$ und $v = 12{,}2$. Bildet man aus der Röhrenersatzschaltung und dem reellen Widerstand R eine neue Ersatzspannungsquelle mit dem Innenwiderstand $R_i' = R_i \| R = 5{,}5\ \text{k}\Omega$, so ergibt sich aus dem Ansatz $\omega_u L = R_i'$ als untere Grenzfrequenz $f_u = 43{,}8$ Hz.)

Aufgabe 17

Gegeben sei eine Röhrenschaltung nach *Bild 41*. Die Röhre habe die Kenndaten: $S = 8\ \text{mA/V}$, $D = 5\%$ und $R_i = 2500\ \Omega$. Gesucht ist der Betrag $v = U_{a\sim}/U_{g\sim}$ der Verstärkung der ersten Röhrenstufe, und zwar 1) bei $\omega = 200\ \text{s}^{-1}$ (etwa 30 Hz), 2) bei

$\omega = 3000\ s^{-1}$ (etwa 500 Hz) und 3) bei $\omega = 60000\ s^{-1}$ (etwa 10000 Hz). Wo liegt hinsichtlich der Gitterwechselspannung $U_{g2\sim}$ der zweiten Röhrenstufe die Grenzfrequenz? (Antwort: Wie man beim Einsetzen der Zahlenwerte erkennt, gilt für die tiefe Frequenz von $\omega = 200\ s^{-1}$ mit guter Annäherung eine Ersatzschaltung nach *Bild 42(a)* mit $v \approx 18{,}9$. Bei einer mittleren Frequenz von $\omega = 3000\ s^{-1}$ gilt die Ersatzschaltung nach

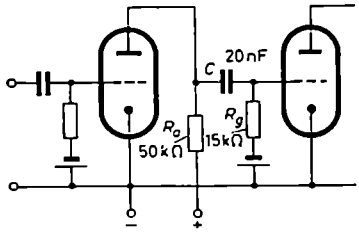


Bild 41. Schaltung zur *Aufgabe 17*

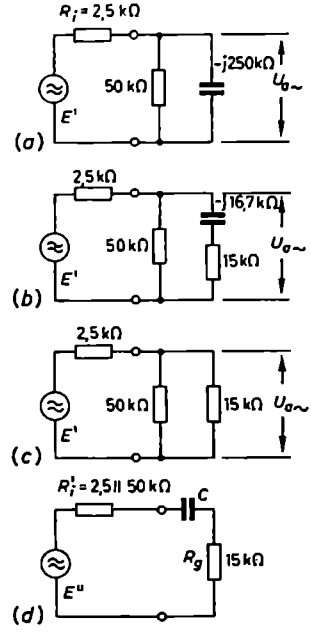


Bild 42. Ersatzschaltungen zur Berechnung der Verstärkung $v = U_{a\sim}/U_{g\sim}$ bei (a) tiefen, (b) mittleren und (c) hohen Frequenzen sowie (d) zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz der Gitterwechselspannung $U_{g2\sim}$

Bild 42(b). Sie liefert $v = U_{a\sim}/U_{g\sim} = 17{,}6$. Bei der sehr hohen Frequenz von $\omega = 60000\ s^{-1}$ gilt die Ersatzschaltung nach *Bild 42(c)* mit $v = 16{,}4$. Von der Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$ wird wegen des Koppelkondensators C nur ein Teil auf die Gitterseite der zweiten Röhrenstufe übertragen. Bei $\omega = 200\ s^{-1}$ ist $U_{g2\sim}$ praktisch Null, bei $\omega = 3000\ s^{-1}$ ist $U_{g2\sim} \approx 0{,}67\ U_{a\sim}$, bei $\omega = 60000\ s^{-1}$ ist U_{g2} nahezu gleich $U_{a\sim}$. Die Grenzfrequenz liegt nach der neu vereinfachten Ersatzschaltung (*Bild 42d*) bei $\frac{1}{\omega_u C} = R_i' + R_g$; sie hat den Wert $\omega_u = 2870\ s^{-1}$ oder $f_u = 457$ Hz.)

10. Eingangsleitwert der Röhre

a) Dynamische Eingangskapazität

Genauso, wie die Röhre ausgangsseitig einen bestimmten Widerstand, den inneren Widerstand R_i, hat, weist sie auch eingangsseitig einen Widerstand auf. Er ist von Wichtigkeit bei der Berechnung des Frequenzverhaltens der vor dem Gitter der Röhre liegenden Schaltung.

Bislang ist behauptet worden, daß das Gitter im Bereich negativer Vorspannungen keine Steuerleistung benötige, da kein Gitterstrom fließe und somit der Eingangswiderstand als Quotient aus Spannung und Strom unendlich groß sei. Diese Behauptung muß jetzt etwas korrigiert werden. Sie stimmt wohl hinsichtlich einer Gleichspannung am Gitter, aber nicht hinsichtlich einer Wechselspannung am Gitter. Gitter und Katode bilden miteinander einen kleinen Kondensator, so daß die Röhre eine gewisse Eingangskapazität hat. Infolgedessen werden im Gitterkreis beim Anlegen einer Wechselspannung kapazitive Lade- und Entladeströme fließen. Es sind Blindströme, die um so größer sind, je höher die Frequenz ist. Sie fließen beispielsweise auch bei ungeheizter, also kalter Katode.

Die genaue Untersuchung zeigt, daß für die wirksame Eingangskapazität nicht nur die Kapazität C_{gk} zwischen Gitter und Katode, sondern auch die Kapazität C_{ga} zwischen Gitter und Anode maßgebend ist. Zum Nachweis und zur quantitativen Festlegung dieser Beziehungen geht man an Hand von *Bild 43* von folgender Über-

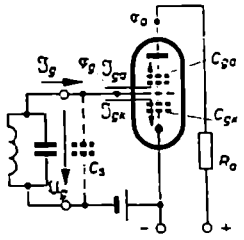


Bild 43. Schaltung zur Berechnung der dynamischen Eingangskapazität einer Röhre

legung aus: Der Gittereingangswiderstand einer Röhre ist gleich dem Verhältnis der am Gitter herrschenden Spannung $\mathfrak{U}_g$ zu dem dort in die Röhre fließenden Strom $\mathfrak{J}_g$. Für den Gittereingangsleitwert $\mathfrak{Y}_g$ gilt das Umgekehrte. Der Strom $\mathfrak{J}_g$ setzt sich aus zwei Komponenten zusammen, dem zur Katode fließenden Lade- und Umladestrom $\mathfrak{J}_{gk}$ und dem zur Anode fließenden Lade- und Umladestrom $\mathfrak{J}_{ga}$. Der Strom $\mathfrak{J}_{gk}$ hat, ausgedrückt durch die Spannung $\mathfrak{U}_{gk}$ zwischen Gitter und Katode und die Kapazität C_{gk}, den Wert

$$\mathfrak{J}_{gk} = \mathrm{j}\,\omega\, C_{gk}\,\mathfrak{U}_{gk}$$

$\mathfrak{J}_{ga}$ hat, ausgedrückt durch die zwischen Gitter und Anode herrschende Spannung $\mathfrak{U}_{ga}$ und die Ladungsaufnahmefähigkeit C_{ga}, den Wert

$$\mathfrak{J}_{ga} = \mathrm{j}\,\omega\, C_{ga}\,\mathfrak{U}_{ga}$$

Bei diesem Ansatz braucht nicht berücksichtigt zu werden, daß der Strom $\mathfrak{J}_{ga}$ auf der Anodenseite über den Widerstand R_a und die innere Röhrenkapazität C_{ak} zwischen Anode und Katode weiterfließt und zur Katode zurückkehrt. Ein Strom ist bereits eindeutig bestimmt, wenn es gelingt, von einem Widerstand, über den der gesuchte Strom fließt, den Widerstandswert und die an ihm liegende Spannung anzugeben. Im vorliegenden Fall braucht man daher nur die Kapazität C_{ga} und

die an ihr auftretende Spannung $\underline{U}_{ga}$ zu kennen. Indirekt gehen natürlich R_a und C_{ak} mit in das Resultat ein, und zwar, wie die folgende Rechnung zeigt, über die Verstärkung υ.

Die Wechselspannung $\underline{U}_{gk}$ zwischen Gitter und Katode ist mit der Gitterwechselspannung $\underline{U}_g$ identisch. Die Wechselspannung $\underline{U}_{ga}$ zwischen Gitter und Anode errechnet sich aus der Differenz $\varphi_{g\sim} - \varphi_{a\sim}$ der Wechselpotentiale, die die Elektroden haben. Bezieht man sie auf die Katode als Bezugspunkt, stimmen sie mit den Wechselspannungen $\underline{U}_g$ beziehungsweise $\underline{U}_a$ überein. Mithin ist

$$\underline{\mathfrak{I}}_{ga} = \mathrm{j}\,\omega\, C_{ga}(\underline{U}_g - \underline{U}_a)$$

Da für $\underline{U}_a$ unter Benutzung des Verstärkungsfaktors auch $\underline{U}_a = -\upsilon\,\underline{U}_g$ geschrieben werden kann, ergibt sich

$$\underline{\mathfrak{I}}_{ga} = \mathrm{j}\,\omega\, C_{ga}[\underline{U}_g - (-\upsilon\,\underline{U}_g)] = \mathrm{j}\,\omega\, C_{ga}(1+\upsilon)\,\underline{U}_g$$

Damit kann für den resultierenden Gittereingangsleitwert $\underline{\mathfrak{Y}}_g$ der Röhre geschrieben werden

$$\underline{\mathfrak{Y}}_g = \frac{\underline{\mathfrak{I}}_g}{\underline{U}_g} = \frac{\underline{\mathfrak{I}}_{gk} + \underline{\mathfrak{I}}_{ga}}{\underline{U}_g} = \frac{\mathrm{j}\,\omega\, C_{gk}\,\underline{U}_g + \mathrm{j}\,\omega\, C_{ga}(1+\upsilon)\,\underline{U}_g}{\underline{U}_g}$$

oder

$$\underline{\mathfrak{Y}}_g = \mathrm{j}\,\omega[C_{gk} + C_{ga}(1+\upsilon)]$$

Den Klammerausdruck, der die gesamte am Eingang wirksam werdende Kapazität darstellt, nennt man die „dynamische Eingangskapazität" C_{dyn} der Röhre. Sie hat den Wert

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1+\upsilon) \tag{32}$$

Wie man sieht, hängt die dynamische Eingangskapazität stark von den Betriebsbedingungen auf der Anodenseite ab. Sie besteht nur zum kleinsten Teil aus der direkten Kapazität zwischen Gitter und Katode. Je größer die Verstärkung ist, desto stärker geht die Kapazität zwischen Gitter und Anode ein. Ist $\underline{\mathfrak{Z}}_a$ reell, so ist υ ebenfalls reell und damit C_{dyn} eine reine Kapazität. Ist υ dagegen komplex, so bekommt der wirksame Eingangswiderstand eine reelle Komponente. Es zeigt sich, daß der Gitterkreis durch die reelle Komponente bedämpft wird, wenn der komplexe Anodenwiderstand kapazitiv ist. Zur Kompensation muß auf der Gitterseite eine zusätzliche Wirkleistung aufgebracht werden. Hat der Anodenwiderstand induktiven Charakter, so wird der Gitterkreis entdämpft, und es kann zur Schwingungserregung kommen.

Beispiel 6

Welche Eingangskapazität weist die HF-Triode EC 92 mit $C_{gk} = 2{,}5$ pF und $C_{ga} = 1{,}5$ pF auf, wenn sie im Arbeitspunkt die Kenndaten $R_i = 11$ kΩ, $S = 5{,}5$ mA/V und $\mu = 60$ hat und der Anodenschwingkreis $R_{a\sim} = 20$ kΩ reell ist?

Nach Gl. (31) hat die Röhre eine Verstärkung von

$$\upsilon = \frac{1}{D}\,\frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} = 60\,\frac{20\,\mathrm{k\Omega}}{(11+20)\,\mathrm{k\Omega}} = 38{,}7$$

Damit wird die Eingangskapazität

$$C_{dyn} = 2{,}5\,\text{pF} + 1{,}5\,\text{pF}\,(1 + 38{,}7) = 2{,}5 + 59{,}5 = 62\,\text{pF}$$

Liegt am Eingang einer Röhre, also zwischen Gitter und Katode, ein Schwingkreis, so muß bei seiner Abstimmung die dynamische Kapazität berücksichtigt werden. Nachteilig ist hierbei, daß C_{dyn} keinen ganz festen Wert hat, sondern von den Betriebsbedingungen auf der Anodenseite abhängt, zum Beispiel auch von der Alterung der Röhre. Auch die negative Gittervorspannung beeinflußt die wirksame Kapazität. Wegen der negativen Raumladewolke in der Umgebung der Katode ist die Kapazität C_{gk} nicht mehr gleich der statischen Kapazität $C_{gk\,stat}$ bei ungeheizter Katode (*Bild 44a*). Die Raumladung wirkt so, als ob die Katode vorverlegt und der Abstand zwischen Gitter und Katode verkleinert wird (*Bild 44b* und c). Das führt

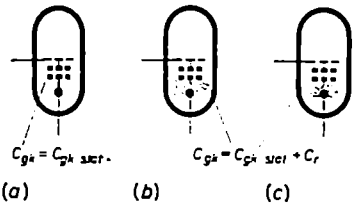


Bild 44. (a) Gitter/Katoden-Kapazität bei kalter Katode, (b) bei geheizter Katode und geringer negativer Vorspannung $\left(C_r \approx \frac{1}{3} C_{gk\,stat}\right)$ und (c) bei stark negativer Vorspannung ($C_r \approx 0$)

zu einer Vergrößerung der wirksamen Kapazität. Den Kapazitätszuwachs nennt man die Raumladekapazität C_r. Dichte und Verteilung der Raumladung hängen in starkem Maße von der Gittervorspannung ab, und zwar in dem Sinne, daß mit zunehmender negativer Gittervorspannung die Raumladung zurückgedrängt wird. Das bedeutet, daß die Raumladekapazität mit wachsender negativer Vorspannung abnimmt und die resultierende Kapazität auf den Wert der statischen Kapazität reduziert wird.

In der wirklichen Schaltung muß zu C_{dyn} noch die Schaltkapazität C_s, die die Gitterleitung gegen Erde oder Masse hat und die – wenn die Katode geerdet ist – parallel zu C_{dyn} liegt, addiert werden (*Bild 43*). Die Röhreneingangskapazität hat dann resultierend den Wert

$$C_e = C_{dyn} + C_s = C_{gk} + C_{ga}(1 + v) + C_s \qquad (33)$$

Die Röhreneingangskapazität stellt, wie noch genauer besprochen werden wird, die Größe dar, die die obere Übertragungsfrequenz eines Verstärkers bestimmt.

Es soll darauf hingewiesen werden, daß auch Mehrgitterröhren eine dynamische Eingangskapazität haben. Sie ist aber wesentlich kleiner, da durch die Abschirmwirkung der Zwischenelektroden (Schirmgitter und Bremsgitter) die Kapazität C_{ga} auf etwa 0,02 pF heruntergedrückt wird, so daß der Ausdruck $(1 + v)C_{ga}$ selbst bei einer Verstärkung von $v = 200$ nur Werte um 4 pF (statt 60 pF bei der EC 92!) annehmen kann. Wenn man trotz dieser günstigeren Werte in den Verstärkerschaltungen für sehr hohe Frequenzen lieber Trioden als Pentoden verwendet, so hängt dies mit den besseren Rauscheigenschaften der Triode zusammen (Abschnitt B.VII.2.d).

b) Einfluß der Elektronenlaufzeit auf den Eingangswiderstand der Röhre bei sehr hohen Frequenzen[1])

Die eben dargestellten Verhältnisse am Eingang einer Röhre ändern sich grundlegend, wenn die Wellenlänge der benutzten Frequenz in das UKW- und dm-Wellengebiet kommt. Ist der Röhreneingangswiderstand bei negativen Vorspannungen und tiefen Frequenzen als außerordentlich hochohmig zu bezeichnen und in seinem Wert praktisch nur durch die Größe der Isolationswiderstände zwischen den Sockelstiften bestimmt, ist er dann im normalen HF-Gebiet wegen C_{dyn} als ein kapazitiver Blindwiderstand anzusehen, so stellt sich im UKW- und dm-Wellengebiet heraus, daß er dort eine stark ohmsche Komponente annimmt und störend klein wird.

Es schaltet sich der Eingangskapazität ein mit der Verkleinerung der Wellenlänge quadratisch abnehmender Wirkwiderstand parallel. Man nennt ihn den „elektronischen Eingangs-

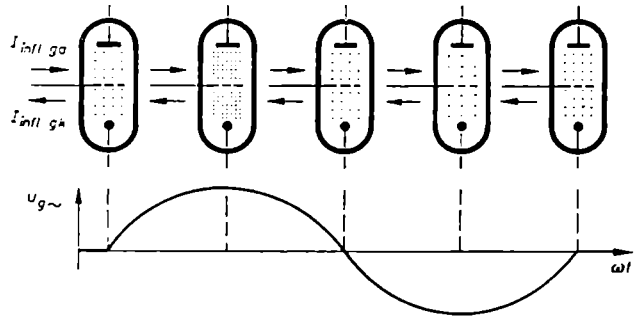


Bild 45. Schematische Darstellung der Intensitätssteuerung einer Röhre bei vernachlässigbarer Laufzeit. Dichte und Stärke des Elektronenstroms sind im Gitter/Anodenraum und Gitter/Katodenraum gleich groß

widerstand" und bezeichnet ihn mit r_{el}. Die Ursache dafür, daß die Röhre trotz negativer Gittervorspannung – also ohne daß von der Katode emittierte Elektronen auf das Gitter gelangen – einen reellen Eingangswiderstand aufweist, durch den sie den im Gitterkreis liegenden HF-Schwingungskreis bedämpft, liegt in der endlichen Laufzeit der Elektronen [1 bis 4].

Ist die Periodendauer der Gitterwechselspannung groß gegenüber der Laufzeit der Elektronen, ändert sich demnach der Momentanwert der Gitterspannung während der Laufzeit des einzelnen Elektrons praktisch nicht, so ist die Elektronenströmung im Gitter/Katodenraum und Gitter/Anodenraum gleich groß. Die Stromstärke schwankt zwar, wie *Bild 45* in stark schematisierter Darstellung durch die Dichte der Elektronen andeutet, im Rhythmus der Spannung $u_{g\sim}$, sie ist aber stets in beiden Räumen gleich groß (Intensitäts- oder Dichtesteuerung). Dies bedeutet, daß der von den Elektronen des Gitter/Katodenraumes im Gitter und in seinen Zuleitungen durch Influenzwirkung hervorgerufene „Influenz-

[1]) Die in kleinerer Schrift wiedergegebenen Abschnitte – wie der folgende Abschnitt – können beim Lesen zunächst übergangen werden, ohne daß der Zusammenhang verlorengeht. Die gleichfalls im Kleindruck erscheinenden „Aufgaben" und „Beispiele" sollten jedoch möglichst schon beim erstmaligen Durcharbeiten des Buches Beachtung finden

strom" $I_{infl\,gk}$ genauso groß ist wie der durch die Elektronen des Gitter/Anodenraumes am Steuergitter hervorgerufene Influenzstrom $I_{infl\,ga}$. Da beide Influenzströme entgegengesetzt verlaufen, ist der resultierende Influenzstrom Null, und es wird im Gitterkreis keine Wirkleistung verbraucht.

Unter dem Influenzstrom versteht man einen Strom, der dadurch zustande kommt, daß eine in den Raum zwischen zwei Elektroden gebrachte Ladung q auf den Elektroden

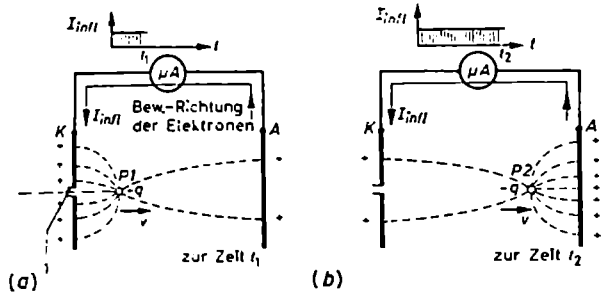


Bild 46 (a und b). Influenzstromerregung durch eine bewegte Ladung. Der Influenzstrom ist konstant, wenn sich die Ladung $-q$ mit konstanter Geschwindigkeit v vom Punkt $P1$ zur Zeit t_1 zum Punkt $P2$ im Zeitmoment t_2 bewegt

Ladungen entgegengesetzten Vorzeichens influenziert. Im *Bild 46* gelangen beispielsweise durch die Öffnung I ein oder mehrere, mit konstanter Geschwindigkeit fliegende Elektronen (Ladung $-q$) in den von den Elektroden K und A begrenzten Raum. Sie influenzieren auf den Elektroden Ladungen positiven Vorzeichens. Solange sich die Ladung $-q$ in der Nähe der Elektrode K befindet (*Bild 46a*), sind die auf K influenzierten Ladungen stärker als die

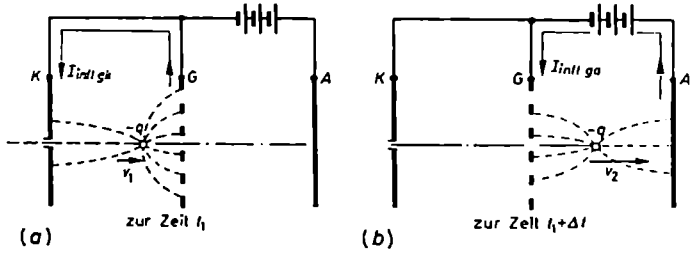


Bild 47 (a und b). Erregung und Richtung des Influenzstromes, wenn eine Ladung, ohne auf das Gitter aufzutreffen, durch die Gittermaschen hindurchfliegt

auf A. Verschiebt sich beim Durchfliegen des Raumes die Ladung $-q$ zur rechten Elektrode A (*Bild 46b*), nimmt die Influenzladung auf K ab und die auf A zu. Dies ist mit dem Auftreten eines Ausgleichstromes im äußeren Verbindungsdraht zwischen K und A verknüpft. Der Ausgleichsstrom wird Influenzstrom I_{infl} genannt. Der Bewegung positiver Ladungen von K nach A entspricht ein Elektronenstrom von A nach K; es ist ein Strom, der die Bewegung der Raumladung $-q$ im äußeren Verbindungsdraht fortsetzt.

Ist der Raum zwischen K und A feldfrei, bewegt sich die Ladung $-q$ in ihm mit konstanter Geschwindigkeit. Sie ist gleich der, die die Ladung bei ihrem Durchtritt durch die Öffnung I hatte. Ladung und Ausgleichsstrom im äußeren Kreis bilden in diesem Fall einen Strom konstanter Stärke.

Damit ein Influenzstrom in den Zuleitungen zu einer Elektrode, beispielsweise dem Steuergitter einer Röhre, zustande kommt, ist es nicht notwendig, daß die Ladung q auf der betreffenden Elektrode landet. Das würde, wie beim Anodenstrom, zusätzlich einen Konvektionsstrom ergeben. Die Ladung kann, wenn das Gitter ein Drahtnetz ist, ruhig durch die Maschen der Netzelektrode hindurchfliegen und von einer anderen Elektrode, zum Beispiel der Anode, aufgefangen werden. Hinsichtlich der Influenzwirkung kommt es nur darauf an, daß die Ladung am Gitter vorbeistreicht. Bewegt sich q, wie im *Bild 47 (a)*, auf das Gitter G zu, fließt bei G in Fortsetzung dieser Bewegungsrichtung ein Influenzstrom gleichen Vorzeichens in den äußeren Schaltdraht hinein. Fliegt die Ladung, wie im *Bild 47 (b)*, durch die Gittermaschen in den rechten Raum und bewegt sie sich dort vom Gitter weg, kehrt sich die Richtung des Influenzstromes im Gitteranschlußdraht um. Die Spannungsquelle im rechten Teil bewirkt gleichzeitig dabei über ihr Feld eine beschleunigte Bewegung der Ladung und damit ein Ansteigen des äußeren Influenzstromes.

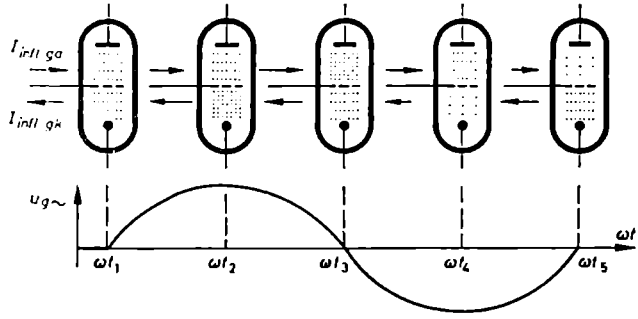


Bild 48. Stark schematische Darstellung des Laufzeiteffektes und der in der Gitterleitung entstehenden, verschieden großen Influenzströme für verschiedene Zeitmomente $\omega t_1 \ldots \omega t_5$ der Gitterwechselspannung. Die Dichte der Punkte soll in dieser Darstellung ein Maß für die Stärke des Elektronenschwarms sein. Es ist angenommen, daß die Periode der Gitterwechselspannung etwa doppelt so groß wie die Laufzeit ist

Da bei den normalen Hochfrequenzen die mittlere Stromstärke der Elektronen im Gitter/Katodenraum immer so groß wie die im Gitter/Anodenraum ist, ist der resultierende Influenzstrom in der Gitterzuleitung Null. Ist jetzt die Frequenz der Steuerspannung so hoch, daß sich ihr Momentanwert während der Flugzeit eines Elektrons merkbar ändert, so kann es passieren, daß die beispielsweise bei positiver Halbwelle der Gitterspannung in verstärktem Maße aus dem Katodenraum angezogenen Elektronen (*Bild 48*, Zeitmoment t_2) das Gitter erst dann erreichen und in den Anodenraum übertreten, wenn die Gitterwechselspannung schon wieder Null (*Bild 48*, Zeitmoment t_3) oder eventuell sogar negativ geworden ist. In diesem Fall wird dann im Gitter/Anodenraum ein Elektronenschwarm größerer Dichte, im Gitter/Katodenraum dagegen ein Elektronenschwarm geringerer Dichte dahinfliegen. Dies wird sich periodisch im Rhythmus der Wechselspannung ändern. Die Folge ist, daß sich jetzt die beiden durch Influenzwirkung in der Gitterzuleitung hervorgerufenen

Influenzströme – der eine ($I_{Influ\,g\,k}$) vom Gitter weg, der andere ($I_{Influ\,g\,a}$) auf das Gitter zu – nicht mehr kompensieren. Im Gitter und seiner Zuleitung bildet sich ein seine Richtung periodisch wechselnder, resultierender Influenzstrom aus. Wie eine genaue Untersuchung zeigt, verläuft er weder gleichphasig noch um 90° zur steuernden Wechselspannung versetzt. Das Ganze wirkt sich so aus, daß im Gitterkreis außer dem rein kapazitiven Blindstrom zum Auf- und Umladen der Gitter- und Katodenelektroden ein vom Verhältnis der Laufzeit zur Periode der Schwingung abhängiger Wirkstrom fließt. Der kapazitive Strom hat nichts mit dem Influenzstrom zu tun. Er dient zum periodischen Auf- und Abbau des elektrischen Steuerfeldes zwischen den Elektroden. Er fließt auch, wenn – wie bei einer kalten Katode – gar kein Elektronenstrom vorhanden ist.

Die mit der Gitterwechselspannung in Phase liegende Komponente des Influenzstromes bedeutet eine Wirkleistung, die am Gitter verbraucht wird. Von einem dem Gitter vorgeschalteten Kreis, meistens einem Schwingkreis, muß sie aufgebracht werden. Dies be-

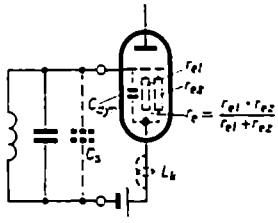


Bild 49. Röhreneingangswiderstand im UKW- und dm-Wellengebiet.
r_{el} = reelle Komponente des elektronischen Eingangswiderstandes durch den Laufzeiteffekt;
r_{es} = reelle Komponente des Eingangswiderstandes durch die Induktivität der Katodenzuleitung;
r_e = resultierende, reelle Komponente des Röhreneingangswiderstandes bei sehr hohen Frequenzen

wirkt eine Bedämpfung des Schwingkreises, die ersatzschaltmäßig durch einen zwischen Gitter und Katode angeordneten Wirkwiderstand, den sogenannten elektronischen Eingangswiderstand r_{el}, dargestellt werden kann (*Bild 49*).

Die Größe von r_{el} hängt von den Eigenschaften der verwendeten Röhre und von der Frequenz ab. Die Abhängigkeit von der Frequenz ist quadratisch. Von der Röhrenseite aus geht die Steilheit S mit ein, da die Größe des Influenzstromes proportional der Dichte und Stärke des Elektronenstromes ist und dieser von der Steilheit S abhängt. Vielfach wird in die Berechnungsformel von r_{el} statt der Frequenz die Wellenlänge λ eingeführt, und es wird angesetzt

$$r_{el} = k \frac{\lambda^2}{S} \tag{34}$$

k ist eine Röhrenkonstante. Bei den speziell für hohe und höchste Frequenzen vorgesehenen Röhrentypen wird der elektronische Eingangswiderstand in den Röhrentabellen mit angegeben, und zwar meistens für eine Frequenz von 100 MHz. Wegen der quadratischen Abhängigkeit von der Frequenz oder Wellenlänge läßt sich aus diesem r_{el}-Wert unter Zuhilfenahme von Gl. (34) für die spezielle Frequenz der gültige Wert errechnen.

Im ähnlichen Sinn wie die Laufzeiten stören bei sehr hohen Frequenzen auch die Induktivitäten in den Zuleitungen und Sockelstiften, vor allem die Katodeninduktivität L_k (*Bild 49*); sie bewirkt eine nichtphasenreine Stromgegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang. Emissionsstrom und Steuerspannung sind dann nicht mehr in Phase. Das äußert sich auf der Gitterseite so, als ob dem elektronischen Eingangswiderstand r_{el} ein weiterer Wirkwiderstand r_{es} parallelliegt. r_{es} hängt in derselben Weise wie r_{el} von der Frequenz und der Steilheit ab, so daß man r_{es} und r_{el} nicht getrennt messen kann. Beide werden zum Ein-

gangswiderstand r_e zusammengefaßt und als Ganzes in den Röhrentabellen angegeben. Es gilt also

$$r_e = \frac{r_{e1} \cdot r_{e2}}{r_{e1} + r_{e2}} \sim \lambda^2$$

Beispiel 7

Welche reelle Komponente r_e weist die Röhre EC 92 bei 300 MHz ($\lambda = 1$ m) und 1000 MHz ($\lambda = 30$ cm) in ihrem Gittereingangswiderstand auf, wenn r_e bei 100 MHz ($\lambda = 3$ m) nach der Röhrentabelle den Wert 8 kΩ hat? Da sich r_{e1} zu r_{e2} wie λ_1^2 zu λ_2^2 verhält, ist

$$r_{e\,300\,\mathrm{MHz}} = \left(\frac{\lambda_{300\,\mathrm{MHz}}}{\lambda_{100\,\mathrm{MHz}}}\right)^2 \cdot r_{e\,100\,\mathrm{MHz}} = \left(\frac{1\,\mathrm{m}}{3\,\mathrm{m}}\right)^2 \cdot 8\,\mathrm{k\Omega} = 890\,\Omega$$

Entsprechend wird

$$r_{e\,1000\,\mathrm{MHz}} = \left(\frac{0{,}3\,\mathrm{m}}{3\,\mathrm{m}}\right)^2 \cdot 8\,\mathrm{k\Omega} = 80\,\Omega$$

Es ist verständlich, daß diese kleinen Wirkwiderstände eine außerordentlich starke Bedämpfung des Gitterkreises verursachen und die Anwendung von Anodenwiderständen über 5 kΩ illusorisch machen.

11. Leistungsverhältnisse an einer Röhre

a) Wechselstromleistung $P_\sim$

Die Wechselstromleistung $P_\sim$, die vom Anodenwiderstand $R_{a\sim}$ aufgenommen wird, ist gleich dem Produkt der an diesem Widerstand auftretenden Wechselspannung $U_{a\sim}$ und dem durchfließenden Strom $I_{a\sim}$. Für sinusförmige Ströme und Spannungen gilt

$$P_\sim = U_{a\sim} I_{a\sim} = \frac{\hat{u}_a \hat{i}_a}{2}$$

Da $U_{a\sim}$ und $I_{a\sim}$ sowohl rechnerisch mit Hilfe der Röhrenersatzschaltung als auch grafisch aus dem Kennlinienfeld abgegriffen werden können, gibt es eine rechnerische und eine grafische Methode zur Ermittlung der Wechselstromleistung. Das grafische Verfahren hat den Vorzug, daß es die Größe der Wechselstromleistung anschaulich sichtbar werden läßt und unter Berücksichtigung der Verzerrungen zu ermitteln gestattet (Abschnitt A.IV.4.).

Im *Bild 50* ist beispielsweise für $U_B = 300$ V, $R_a = 10$ kΩ und $U_{g-} = -4$ V der gleichstrommäßige Arbeitspunkt bei $I_{a-} = 7{,}8$ mA und $U_{a-} = 222$ V ermittelt worden. Hat die Gitterwechselspannung einen Scheitelwert von $\hat{u}_g = \pm 3$ V, so wird die Röhre auf der Widerstandsgeraden zwischen den Punkten *P1* und *P2* ausgesteuert. Wegen der Nichtlinearität des Feldes sind die Strecken $\overline{AP1}$ und $\overline{AP2}$ und damit die positiven und negativen Scheitelwerte von $\hat{u}_a$ und $\hat{i}_a$ nicht ganz gleich. Dies zeigt an, daß Anodenwechselstrom und -spannung verzerrt sind. Kommt es bei nicht zu großen Verzerrungen nur auf die angenäherte Bestimmung der

Wechselstromleistung an, genügt es, den Scheitelwert der Spannungsgrundwelle und den des Stromes gleich dem halben Wert der in das Bild eingetragenen Scheitelwertsunterschiede, der sogenannten Spitze-zu-Spitze-Werte, Δu_a und Δi_a zu setzen. Damit wird

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \hat{u}_a \hat{i}_a = \frac{1}{2} \frac{\Delta u_a}{2} \frac{\Delta i_a}{2}$$

oder

$$P_{\sim} = \frac{1}{8} \Delta u_a \Delta i_a \tag{35}$$

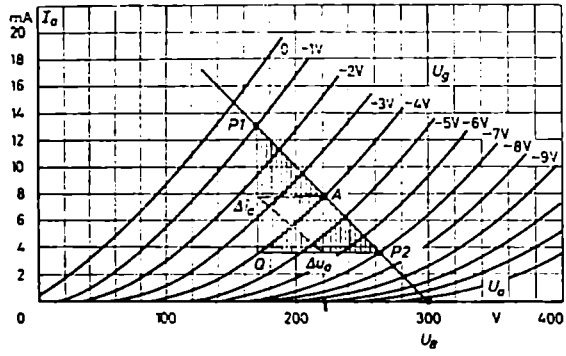


Bild 50. Grafische Ermittlung der Wechselstromleistung einer Röhre im I_a/U_a-Kennlinienfeld

Im obigen Beispiel wird aus dem Diagramm abgegriffen: $\Delta u_a = 94$ V und $\Delta i_a = 9{,}4$ mA. Damit wird an R_a eine Wechselstromleistung von

$$P_{\sim} = \frac{1}{8} 94\,\text{V} \cdot 9{,}4\,\text{mA} \approx 110\,\text{mW}$$

abgegeben.

Das halbe Produkt aus Δu_a und Δi_a stellt grafisch den Flächeninhalt des schraffierten Dreiecks *P1 Q P2* dar. Mithin ist nach Gl. (35) die Wechselstromleistung einer Röhre gleich einem Viertel dieser Fläche oder gleich dem Inhalt des kleinen, engschraffierten Dreiecks. Soll in einer Röhrenschaltung die größtmögliche Wechselstromleistung erzeugt werden, so muß das Dreieck mit dem größten Flächeninhalt ermittelt werden. Dieses Dreieck legt durch die Neigung seiner Hypotenuse den optimalen Abschlußwiderstand der Röhre fest; es bestimmt außerdem den günstigsten Arbeitspunkt und die erforderliche Gitterwechselspannung. Beim Aufsuchen des größten Dreiecks muß allerdings geprüft werden, ob die Röhre diese Wechselstromleistung auch betriebssicher, das heißt ohne Überlastung der Anode, abzugeben imstande ist und ob bei dieser Aussteuerung die Verzerrungen in zulässigen Grenzen bleiben. Der erste Punkt wird im nächsten Abschnitt, b), der letzte Punkt erst im Teil A.IV. über die nichtlinearen Verzerrungen untersucht.

Die größte Wechselstromleistung, die man einer Röhre unter Vernachlässigung der Verzerrungen bei vorgegebener Gitterwechselspannung ($\hat{u}_g \leqq U_{g-}$) und vorgegebe-

nem Arbeitspunkt entziehen kann, erhält man bei Anpassung des Anodenwiderstandes an den Innenwiderstand. Da nach der Ersatzspannungsquellenschaltung bei Anpassung die Anodenwechselspannung gleich der halben Leerlaufspannung $U_i = E' = U_{g\sim}/D$ der Röhre ist, wird

$$P_{\sim\,max} = \frac{(0{,}5\,U_i)^2}{R_i} = \frac{1}{4}\cdot\frac{U_{g\sim}^2}{D^2 R_i} = \frac{1}{4}\,\frac{1}{D}\,\frac{1}{D R_i}\,U_{g\sim}^2$$

oder

$$P_{\sim\,max} = \frac{1}{4}\,\frac{S}{D}\,U_{g\sim}^2 \qquad (36)$$

Man erkennt: Eine Röhre arbeitet leistungsmäßig am günstigsten, wenn ihre Steilheit groß und ihr Durchgriff klein ist. Das Verhältnis S/D, das von der Röhrenseite her die maximale Leistung bestimmt, wird als „Gütefaktor" der Röhre bezeichnet. Bei sehr großen Aussteuerungen, bei denen die Verzerrungen nicht mehr vernachlässigt werden dürfen, hat Gl. (36) keine Gültigkeit mehr.

b) Anodenverlustleistung P_a

Die Stromversorgung einer Röhrenschaltung, beispielsweise die Batterie U_B, gibt an sie insgesamt eine Leistung

$$P_B = U_B I_{a-}$$

ab. Diese Leistung wird zum Teil in der Röhre und zum Teil im Anodenwiderstand verbraucht. Den auf die Röhre fallenden Anteil nennt man die Anodenverlustleistung. Sie setzt sich, wie bei einem Wirkwiderstand, in nutzlose Wärme um. Der physikalische Vorgang der Umwandlung ist jedoch ein etwas anderer. Während in einem ohmschen Widerstand eine direkte Umwandlung der elektrischen Energie in Reibungswärme stattfindet, geschieht dies in der Röhre erst auf indirektem Wege. In einer hochevakuierten Röhre kann keine Reibungswärme auftreten, weil die Elektronen bei ihrer Bewegung im Vakuum keine Widerstände zu überwinden haben. Die einer Röhre zugeführte elektrische Energie dient zur Beschleunigung der Elektronen, wandelt sich also primär in kinetische Energie um. Die gewonnene kinetische Energie kann aber nicht weiterausgenutzt werden; im Gegenteil, sie muß beim Eintritt der Elektronen in die Anode wieder zunichte gemacht werden, da sich die Elektronen im Metall nur mit ganz geringer Geschwindigkeit fortbewegen können. Beim Aufprall auf die Anode und dem plötzlichen Abbremsen wird die kinetische Energie der Elektronen in Wärme umgesetzt. Die ganze Anode erhitzt sich durch das Elektronenbombardement. Bei Röhren größerer Leistung (Endröhren, Netzgleichrichterröhren, Senderöhren) entsteht so viel Wärme, daß die Anode rotglühend wird.

Die Wärme kann wegen des Vakuums nicht durch Leitung, sondern fast nur durch Strahlung von der Anode abgeführt werden. Ein geringer Teil wird über die metallische Leitung der Anschlußstifte abgeleitet. Im Gleichgewichtszustand ist die in der Zeiteinheit von der Anode abgegebene Wärme gleich der in der gleichen Zeit

durch den Aufprall der Elektronen erzeugten Wärme. Nach diesen Erklärungen ist es verständlich, weshalb man die der Röhre zugeführte elektrische Energie eine Verlustenergie nennt und sie, da sie an der Anode auftritt, als Anodenverlustenergie bezeichnet.

Ohne Gitterwechselspannung gelten folgende Beziehungen:

$$P_B = P_{a\_} + P_{R_{a\_}}$$

$$P_B = U_B I_{a\_}$$

$$P_{a\_} = U_{a\_} I_{a\_}$$

$$P_{R_{a\_}} = U_{R_{a\_}} I_{a\_} = (U_B - U_{a\_}) I_{a\_}$$

Grafisch lassen sich diese Leistungen sehr schön in den schraffierten Rechtecken vom *Bild 51 (a)* veranschaulichen. Die Anodenverlustleistung ist gleich der Fläche des Rechtecks, das über der Abszissenstrecke $\overline{0\,U_{a\_}}$, also der Anodenspannung $U_{a\_}$, liegt und die Höhe $I_{a\_}$ des Anodenstroms hat. Über der Abszissenstrecke $\overline{U_{a\_}\,U_B}$, die gleich der Spannung $U_{R_{a\_}} = U_B - U_{a\_}$ ist, erscheint die Verlustleistung $P_{R_{a\_}}$ des Außenwiderstandes.

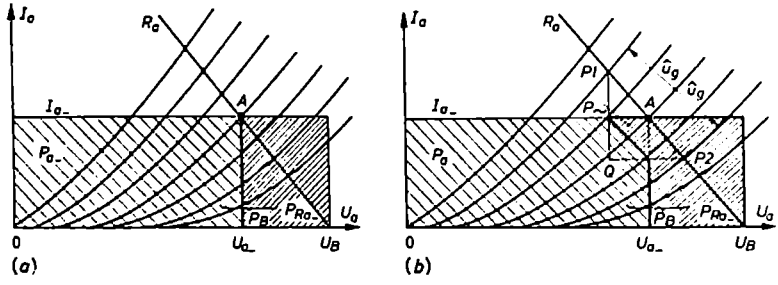


Bild 51. Grafische Veranschaulichung der Leistungsverhältnisse einer Röhrenschaltung (a) Ohne Gitterwechselspannung, (b) mit Gitterwechselspannung

Liegt am Gitter der Röhre eine Wechselspannung, ist die auf der Anode sekundlich erzeugte Wärme gleich dem zeitlichen Mittelwert der momentanen Anodenverlustleistungen $u_a i_a$; man erhält ihren genauen Wert aus folgendem Ansatz:

$$P_a = \frac{W}{T} = \frac{1}{T}\int \mathrm{d}\,W = \frac{1}{T}\int_0^T u_a i_a \,\mathrm{d}\,t$$

Bei reellem Außenwiderstand ist

$$i_a = I_{a\_} + \hat{i}_a \sin \omega t$$

und

$$u_a = U_{a\_} - R_a \hat{i}_a \sin \omega t$$

Damit wird

$$P_a = \frac{1}{T}\int_0^T (I_{a\_} + \hat{\imath}_a \sin\omega t)(U_{a\_} - R_a \hat{\imath}_a \sin\omega t)\,\mathrm{d}t$$

$$= \frac{1}{T}\left[\int_0^T I_{a\_} U_{a\_}\,\mathrm{d}t - I_{a\_} R_a \hat{\imath}_a \int_0^T \sin\omega t\,\mathrm{d}t + \right.$$

$$\left. + U_{a\_}\hat{\imath}_a \int_0^T \sin\omega t\,\mathrm{d}t - R_a \hat{\imath}_a^2 \int_0^T \sin^2\omega t\,\mathrm{d}t\right]$$

Rechnet man die Integrale aus, erhält man

$$P_a = U_{a\_} I_{a\_} - 0 + 0 - R_a \frac{\hat{\imath}_a^2}{2}$$

oder

$$P_a = U_{a\_} I_{a\_} - R_a I_{a\sim}^2 \tag{37}$$

Das erste Glied auf der rechten Seite von Gl. (37) stellt die bei verschwindender Gitterwechselspannung von der Röhre verbrauchte Gleichstromleistung $P_{a\_}$ dar. Das zweite Glied gibt die von der Röhre an den Außenwiderstand abgegebene Wechselstromleistung $P_\sim$ an. Die „betriebsmäßige" Anodenverlustleistung ist nach dieser Ableitung um die von der Röhre an R_a abgegebene Wechselstromleistung $P_\sim$ kleiner als im Ruhezustand. Im Aussteuerungsbetrieb ist also

$$P_a = P_{a\_} - P_\sim \tag{38}$$

Umgekehrt ist die Leistung am Außenwiderstand um die Wechselstromleistung größer geworden. Es gilt

$$P_{R_a} = P_{R_{a\_}} + P_\sim$$

Daß bei der Aussteuerung der Röhre die Anodenverlustleistung abnimmt und die Leistung am Verbraucherwiderstand zunimmt, kann man sich so verständlich machen: Die Spannung an der Röhre fällt, wenn der Anodenstrom zunimmt. Anodenwechselspannung und -strom verlaufen gegenphasig; ihr Produkt ist negativ. Die Röhre arbeitet hier als Generator, der von der zugeführten Leistung $P_{a\_}$ einen Teil, nämlich $P_\sim$, wieder zurückgibt. Am Verbraucher steigt die Spannung dagegen, wenn der Strom zunimmt; Wechselspannung und -strom verlaufen an ihm gleichphasig. Das bedeutet, daß R_a Leistung verbraucht. Im *Bild 51 (b)*, in dem das große Verstärkungsdreieck $P1\,Q\,P2$ – da sein Flächeninhalt das Vierfache der Wechselstromleistung $P_\sim$ verkörpert – in vier Teile aufgeteilt ist, ist deshalb einer dieser Teile von dem Rechteck der Röhrenverlustleistung $U_{a\_} I_{a\_}$ abgezogen und dem Rechteck der Leistung an R_a zugeschlagen worden.

Eine Röhre kann nur eine begrenzte, durch ihre Konstruktion bedingte Anodenverlustleistung aufnehmen. Man bezeichnet sie als die maximal zulässige Anodenverlustleistung $P_{a\,max}$. Mutet man der Röhre mehr Leistung zu, muß sie sich stärker erhitzen, um in derselben Zeit, in der die Wärme erzeugt wird, sie auch

wieder durch Strahlung abzuführen. Dies hat eine wärmemäßige Überbelastung und damit eine Zerstörung der Röhre zur Folge. Da der Maximalwert von P_a bei fehlender Gitterwechselspannung auftritt und gleich der reinen Gleichstromleistung $P_{a-} = U_{a-} I_{a-}$ ist, muß stets

$$P_{a-} \leqq P_{a\,max}$$

bleiben. Dies bedeutet, daß der Arbeitspunkt A, der durch U_{a-} und I_{a-} festgelegt ist, stets so gewählt werden muß, daß er unterhalb oder höchstens auf der in das Kennlinienfeld einzuzeichnenden Hyperbel $P_{a\,max} = U_{a-} I_{a-}$ liegt. Man nennt diese Kurve die Grenzleistungskurve. Im *Bild 52* ist sie zum Beispiel für 15 W ein-

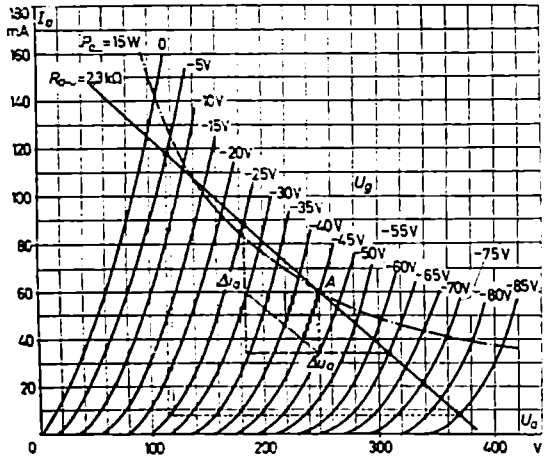


Bild 52. I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Leistungstriode (AD 1) mit ihrer Grenzleistungskurve für 15 W. In dem Diagramm ist ein Leistungsdreieck für eine Aussteuerung von $\hat{u}_g$ = 20 V auf einer Widerstandsgeraden für $R_{a\sim}$ = 2,3 kΩ eingezeichnet

getragen. Die Grenzkurve verbindet alle die Punkte des Kennlinienfeldes, für die das Produkt $U_{a-} I_{a-}$ gleich der maximal zulässigen Anodenverlustleistung ist. Arbeitspunkte oberhalb der Grenzkurve führen zu einer unzulässig hohen Erwärmung der Anode und damit der ganzen Röhre. Die Widerstandsgerade darf abschnittsweise oberhalb der Grenzleistungskurve verlaufen. Dies bedeutet dann lediglich, daß die Momentanleistungen zeitweise größer, aber zu anderen Zeiten kleiner als der Mittelwert P_{a-} sind.

Als Maß dafür, ein wie großer Anteil der einer Röhre zugeführten Leistung P_{a-} als Wechselstromleistung $P_{\sim}$ wiedergewonnen und nutzbar gemacht wird, hat man den Röhrenwirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{a-}}$$

eingeführt. Er ist, wenn man die Röhre zur Vermeidung nichtlinearer Verzerrungen nur wenig aussteuert, sehr klein. Bei Endtrioden erreicht man bestenfalls Wirkungsgrade von 20···30% und bei Endpentoden von 40···50%.

Dort, wo es sich um die Erzeugung großer Wechselstromleistungen handelt, also zum Beispiel im Großsenderbau, spielt der Wirkung-grad eine erhebliche Rolle. Es geht nicht an, dort für Antennenleistungen von einigen Kilowatt Nutzleistung 20 und mehr Kilowatt Gleichstromleistung aufzuwenden und in nutzlose und schlecht abzuführende Wärmeleistung umzusetzen. Arbeitspunkt und Aussteuerungsverhältnisse werden deshalb im Senderbau im Hinblick auf einen möglichst guten Wirkungsgrad ausgesucht.

Im übrigen mache man es sich klar, daß nicht die Glühkatode die einzelnen Leistungen erzeugt, sondern die Anodenspannungsquelle. Die Heizleistung der Glühkatode dient lediglich dazu, den Elektronenaustritt aus der Katode zu ermöglichen.

Beispiel 8

Im *Bild 52* ist das Kennlinienfeld der früher vielbenutzten Leistungstriode AD 1 dargestellt. Bei dieser Röhre wurde der Arbeitspunkt A mit den Koordinaten 250 V, 60 mA und $U_{g\_} = -45$ V genau auf der 15-W-Grenzleistungskurve dieser Röhre gewählt. Die Leistung von 15 W ist ausschließlich Verlustleistung, wenn die Gitterwechselspannung Null ist. Legt man an das Gitter eine Wechselspannung von $\hat{u}_g = 20$ V Scheitelwert an, wird die Kennlinie zwischen $U_g = -25$ V und -65 V ausgesteuert. Die Aussteuerung geschieht im linearen Teil, wenn man als Anodenwiderstand $R_{a\sim} = 2300\,\Omega$ wählt. Man greift ab: $\Delta u_a = 124$ V und $\Delta i_a = 55$ mA. Mithin ist nach Gl. (35) die Wechselstromleistung $P_\sim = \frac{1}{8}\Delta u_a \Delta i_a = \frac{1}{8}\,124\text{ V} \cdot 55\text{ mA} = 0{,}85$ W. Rein rechnerisch würde sich unter Benutzung der Kenndaten dieser Röhre von $R_i = 670\,\Omega$ und $D = 25\%$ sowie unter Benutzung von Gl. (26) oder des Ersatzschaltbildes der Röhrenstufe ergeben

$$U_{a\sim} = \frac{U_{g\sim}}{D}\cdot\frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} = \frac{20\text{ V}/\sqrt{2}}{0{,}25}\,\frac{2{,}3\,\text{k}\Omega}{(0{,}67 + 2{,}3)\,\text{k}\Omega} = 43{,}9\text{ V}$$

und

$$P_\sim = \frac{U_{a\sim}^2}{R_{a\sim}} = \frac{43{,}0^2\,\text{V}^2}{2300\,\Omega} = 0{,}84\text{ W}$$

Für diesen Aussteuerungsfall nimmt der Röhrenwirkungsgrad den Wert $\eta = P_\sim/P_{a\_} = 0{,}84$ W/15 W $= 5{,}6\%$ an. Das ist ein sehr schlechter Wirkungsgrad für eine Leistungstriode. In der Praxis würde diese Röhre aber auch mit einer doppelt so großen Gitterwechselspannung von etwa 40 V Scheitelwert ausgesteuert werden. Dafür wird im Abschnitt A.IV.4. unter Berücksichtigung der Verzerrungen eine resultierende Wechselstromleistung von $P_\sim = 3{,}5$ W ermittelt; ihr entspricht ein Wirkungsgrad von $\eta = 3{,}5$ W/15 W $= 23{,}3\%$.

Aufgabe 18

Gegeben sei das Kennlinienfeld einer Triode, die eine maximale Anodenverlustleistung von 3 W aufnehmen kann (*Bild 53*). Der Arbeitspunkt der Röhre liege auf der Grenzleistungskurve bei $U_{g\_} = -18$ V und $I_{a\_} = 12$ mA. Sie hat in diesem Punkt die Kenndaten: $S = 2$ mA/V, $D = 11\%$ und $R_i = 4{,}6\,\text{k}\Omega$. Aus Verzerrungsgründen soll die Röhre mit einem Belastungswiderstand von $R_{a\sim} = 12\,\text{k}\Omega$ belastet werden. Der eigentliche Verbraucherwiderstand R sei wesentlich kleiner, so daß ein Ausgangstransformator oder,

wie man meistens sagt, Ausgangsübertrager erforderlich ist, der den Widerstand R auf 12 kΩ reell hinauftransformiert (*Bild 27*). Der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung des Übertragers sei 800 Ω.

Wie groß muß die Batteriespannung U_B sein? Ermittle grafisch aus dem Diagramm und rechnerisch mit Hilfe der Kenndaten die Wechselstromleistung, die die Röhre an den

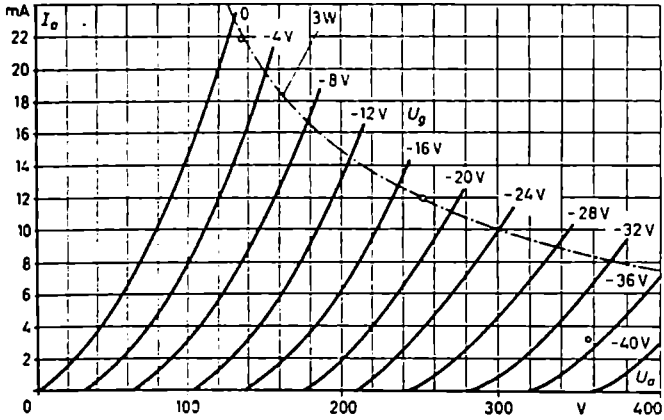


Bild 53. Zur *Aufgabe 15*: Kennlinienfeld einer Triode (RE 134)

Übertrager abgibt, wenn sie gitterseitig mit einer Effektivspannung von $U_{g\sim} = 12$ V ausgesteuert wird. Wie groß ist der Röhrenwirkungsgrad?
(Antwort: $\hat{u}_g = 17$ V; hierzu gehören $\Delta u_a = 223$ V und $\Delta i_a = 19$ mA und damit $P_\sim = 0{,}53$ W. Rein rechnerisch wird $P_\sim = 0{,}52$ W und damit $\eta = 0{,}52$ W/3 W = 0,17 = 17%.)

c) Gitterverlustleistung P_g

Die Gitterverlustleistung ist bei Trioden, solange das Gitter im Bereich negativer Spannungen ausgesteuert wird, Null, da das Gitter keine Elektronen aufnimmt, die beim Aufprall ihre kinetische Energie in Wärme umsetzen könnten. Gitterverluste treten aber bei Mehrgitterröhren auf, und zwar an den Gittern, die eine positive Spannung gegenüber der Katode führen. Das gilt beispielsweise für das Schirmgitter der Schirmgitter- und Pentodenröhren. Wegen der kleinen Auffangfläche ist dieses Gitter hinsichtlich Erwärmung und Wärmeabstrahlung ebenso empfindlich wie die Anode. Es dürfen daher die von den Fabriken für dieses Gitter maximal zugelassenen Ströme und Leistungen nicht überschritten werden.

III. Mehrgitterröhren

1. Schirmgitterröhren (Tetroden)

Für die Verstärkung einer Röhre sind zwei Größen maßgebend, nämlich der Durchgriff D und die Steilheit S. Um eine große Verstärkung zu erreichen, muß der Durchgriff möglichst klein und die Steilheit möglichst groß sein. Je kleiner D ist, desto geringer ist die Anodenrückwirkung, desto größer die resultierende Steuerspannung $U_{st\sim}$. Je größer S ist, desto größer wird $I_{a\sim}$. Nach Gl. (36) stellt S/D die Güte einer Röhre hinsichtlich der Leistungsverstärkung dar.

Durch die Erfindung der Schirmgitterröhre wurde es möglich, die eine dieser beiden Größen, nämlich den Durchgriff, zu verringern, ohne gleichzeitig die Steilheit zu verschlechtern. Bei dieser Röhre, deren Schema und Schaltungsprinzip im *Bild 54*

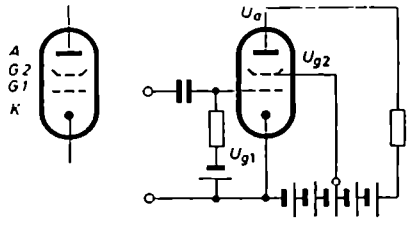


Bild 54. Schaltschema und Schaltungsprinzip einer Schirmgitterröhre.
G1 Steuergitter; *G2* Schirmgitter

angegeben sind, ist zwischen Anode und Steuergitter *G1* ein weiteres Gitter *G2* eingeschoben. Es erhält eine konstante positive Spannung U_{g2}. Durch das neue Gitter wird die Rückwirkung der Anodenwechselspannung auf die Steuerung wesentlich verringert. Das Gitter *G2* schirmt die Anode gegenüber dem Steuergitter ab. Die Anode muß gewissermaßen sowohl durch die Gittermaschen des Schirmgitters als auch durch die des Steuergitters hindurchgreifen, ehe sie im Steuerraum wirksam werden kann. Durch die Ausschaltung der Anodenrückwirkung wird die Verstärkung der Röhre erhöht. Für die resultierende Steuerspannung kann man ansetzen

$$U_{st} = U_{g1} + D_1 U_{g2} + D_1 \cdot D_2 U_a$$

D_1 kennzeichnet den Durchgriff des Schirmgitters durch das Gitter *G1* und D_2 den Durchgriff der Anode durch das Schirmgitter *G2*. Der resultierende Durchgriff der Anode $D = D_1 \cdot D_2$ kann leicht auf 0,01 gesenkt werden. Damit wird gleichzeitig auch die Gitter/Anoden-Kapazität (wichtig für die Eingangskapazität C_{dyn}) auf wenige 10^{-3} pF heruntergedrückt.

Der Innenwiderstand R_i der Schirmgitterröhren steigt durch diese Maßnahme stark an; denn dadurch, daß man der Anodenspannung ihren Einfluß auf die Größe des Anodenstromes nimmt – er wird im wesentlichen durch U_{g1} und U_{g2} bestimmt –, ändert sich I_a nur wenig mit U_a. Selbst bei großer Anodenspannungsänderung ΔU_a tritt nur eine kleine Stromänderung ΔI_a auf. Infolgedessen ist R_i, das Verhältnis

$\Delta U_a/\Delta I_a$, sehr groß. Hohe Innenwiderstände sind günstig, wenn im Anodenkreis ein Parallelschwingkreis liegt. Durch das hohe R_i wird der Schwingkreis nur wenig bedämpft. Dem Schirmgitter muß eine konstante Spannung erteilt werden; es darf beispielsweise in seiner Zuleitung kein Widerstand liegen, der nicht durch einen großen Kondensator überbrückt ist, weil sonst der Schirmgitterwechselstrom an dem Widerstand eine Wechselspannung aufbauen würde, die genauso wie die Anodenwechselspannung in Gegenphase zur Gitterwechselspannung liegen und die resultierende Steuerwechselspannung schwächen würde.

2. Raumladeröhren

Raumladeröhren sind ebenfalls 4-Elektroden-Röhren. Während jedoch bei der Schirmgitterröhre die Verstärkung durch Verringerung des Durchgriffs angehoben wird, wird sie hier durch die Vergrößerung der Steilheit verbessert. Bei der Raumladeröhre ist in der Nähe der Katode, also im Raumladegebiet, ein auf geringer positiver Spannung liegendes Gitter angebracht. Dieses sogenannte Raumladegitter hilft, die Raumladewolke zu zerstreuen. Es erhöht den insgesamt emittierten Elektronenstrom, so daß bei gleicher Gitterwechselspannung ein größerer Anodenwechselstrom fließt. Das ist aber nach $S = \partial I_a/\partial U_g$ gleichbedeutend mit einer Vergrößerung der Steilheit.

Raumladegitterröhren haben den Vorteil, größere Anodenströme bei kleinen Anodenspannungen zu liefern. Durch eine genügende Weitmaschigkeit des Raumladegitters wird erreicht, daß trotz der positiven Spannung des Raumladegitters der Hauptteil des Emissionsstromes zur Anode und nur ein geringer Teil zum Raumladegitter fließt.

3. Sekundärelektroneneffekt

Nimmt man für eine bestimmte Vorspannung des Steuergitters $G1$ die Kennlinien einer Schirmgitterröhre in Abhängigkeit von der Anodenspannung auf, hat man drei Ströme zu unterscheiden: den Anodenstrom I_a, den Schirmgitterstrom I_{g2} und den Gesamtemissionsstrom I_e, der auch Katodenstrom I_k genannt wird, da er gleich dem in der Katodenleitung fließenden Strom ist. Alle drei Ströme sind im *Bild 55* eingetragen. Der Gesamtstrom hat bereits bei ganz kleinen Anodenspannungen fast seinen Endwert erreicht. Er wird ja in der Hauptsache nur von der Vorspannung des Steuergitters und der Schirmgitterspannung U_{g2} bestimmt und ist wegen des geringen Durchgriffs und Eingriffs der Anode in die Steuervorgänge weitgehend unabhängig von U_a. Der Emissionsstrom I_e teilt sich in den eigentlichen Anodenstrom I_a und den Schirmgitterstrom I_{g2} auf. Ist die Anodenspannung Null, so wird der gesamte Elektronenschwarm zum positiven Schirmgitter gezogen. Es ist $I_a = 0$ und $I_{g2} = I_e$. Steigt U_a von Null aus an, so ändert sich das Bild sehr schnell. Die Feldverteilung und die Auffangflächen von Anode und Schirmgitter sind so ausgelegt, daß schon bei ganz geringen Anodenspannungen ein großer Teil

des Elektronenstromes zur Anode hinüberwechselt. Man erkennt dies im Schaubild (*Bild 55*) an dem steilen Anstieg der I_a- und dem steilen Abfall der I_{g2}-Kennlinie im Bereich von $U_a = 0 \cdots 10$ V.

Bei etwa 10 V Anodenspannung tritt in der Röhre ein Effekt auf, der bereits im Abschnitt A.I.1.b) bei der Behandlung des Elektronenaustritts aus Metallen erwähnt wurde. Es wurde dort darauf hingewiesen, daß unter bestimmten Umständen

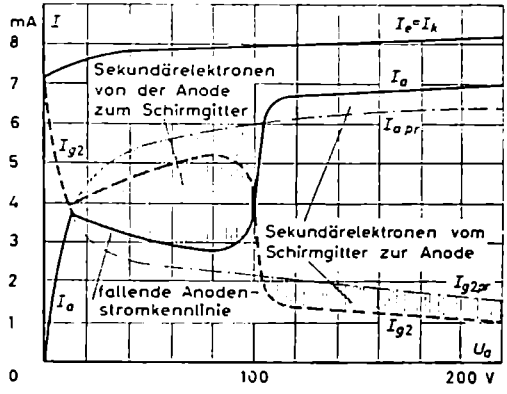


Bild 55. Einfluß der Sekundärelektronenemission auf den Kennlinienverlauf einer Schirmgitterröhre (U_{g2} konstant, beispielsweise = 100 V)

beim Aufprallen von Elektronen auf eine kalte Elektrode aus ihr andere Elektronen herausgeschlagen werden. Versuche haben gezeigt, daß eine Emission solcher „Sekundärelektronen" immer dann eintritt, wenn die Primärelektronen eine Geschwindigkeit von mehr als „10 V" haben. Die Primärelektronen übertragen in diesem Fall bei ihrem Aufprall eine so große kinetische Energie auf die Elektronen des Anodenbleches, daß sie zur Überwindung der Austrittsarbeit befähigt werden. Die Anzahl der Sekundärelektronen kann bei schrägem Auftreffen der primären Elektronen größer als bei senkrechtem Aufschlagen und ein Vielfaches der Primärelektronen sein.

Solange das Anodenpotential höher ist als das des Schirmgitters, stören die Sekundärelektronen nicht, da sie alle wieder auf die Anode zurückgezogen werden. Hat aber das Schirmgitter ein positiveres Potential als die Anode, ist zum Beispiel $U_{g2} = 100$ V und liegt U_a zwischen 10 V und 100 V, so fliegen die Sekundärelektronen zum Schirmgitter hinüber. Wie im *Bild 55* zu sehen ist, steigt dadurch der Schirmgitterstrom, obgleich er an sich die Tendenz hat abzunehmen, noch einmal stark an, während der Anodenstrom um das gleiche Maß zurückgeht.

Oberhalb $U_a = 100$ V tritt das Umgekehrte ein. Hier werden die auf dem Schirmgitter losgelösten Sekundärelektronen vom Schirmgitter weg auf die stärker positive Anode abgezogen. Es wächst I_a, wie ebenfalls im *Bild 55* zu erkennen ist, über den Wert $I_{a\,pr}$ der Primärelektronen an, während I_{g2} um den gleichen Betrag weiter zurückgeht.

Gleichspannungsmäßig kann durch Wahl einer niedrigen Schirmgitterspannung und einer genügend hohen Anodenspannung das kritische Gebiet mit dem fallenden Kennlinienast des Anodenstromes leicht umgangen werden. Damit läßt es sich jedoch nicht verhindern, daß bei großen Anodenwechselspannungen die momentane Anodenspannung $u_a = U_{a\sim} + \hat{u}_a \sin \omega t$ zeitweilig unter den Wert der Schirmgitterspannung sinkt und durch den Sekundärelektroneneffekt in diesen Zeitmomenten starke Verzerrungen der Anodenstromkurve hervorgerufen werden (*Bild 56*).

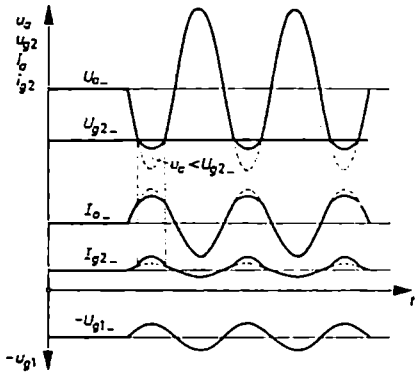


Bild 56. Verzerrungen des Anodenstroms einer Schirmgitterröhre in den Momenten, in denen $u_a < U_{g2\sim}$ ist

Im Auftreten von Sekundärelektronen liegt der Nachteil, den die einfache Schirmgitterröhre bei größeren Anodenwechselspannungen hat. Abhilfe hiergegen kann nur dadurch geschaffen werden, daß man durch konstruktive Maßnahmen dafür sorgt, daß die in den kritischen Momenten entstehenden Sekundärelektronen keinen Weg zum Schirmgitter finden. Das Resultat entsprechender Röhrenentwicklungen sind die Pentode und die „Tetrode mit Elektronenbündelung" (amerikanisch: beam-power-Röhre). Die Pentode benutzt ein weiteres Gitter, das sogenannte Bremsgitter. Die Tetrode mit Bündelung ist noch eine echte Tetrode mit vier Elektroden. Bei ihr hat man durch Vergrößerung des Abstandes zwischen Schirmgitter

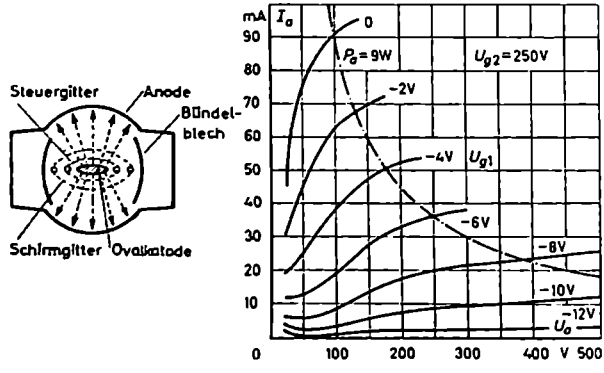


Bild 57. Elektrodenaufbau und Kennlinienfeld einer Tetrode mit Elektronenbündelung

und Anode sowie durch Bündelung des Elektronenstrahls durch seitliche Ablenkbleche eine starke negative Raumladung vor der Anode geschaffen. Die negative Raumladung bildet, jedenfalls bei größeren Anodenströmen, vor der Anode ein Potentialminimum, eine Potentialsenke, die die Sekundärelektronen wegen ihrer zu kleinen Geschwindigkeit nicht überfliegen können und durch die sie zurück zur Anode getrieben werden. Die Kennlinien von Tetroden mit Bündelung erhalten durch diese Maßnahmen Pentodencharakter. Tetroden werden heute noch als Endverstärkerröhren und in der Senderöhrentechnik verwendet. *Bild 57* zeigt den Systemaufbau und das Kennlinienfeld solcher Röhren. Bei kleinen Anodenströmen ist wegen der geringen Wirkung der schwachen Raumladung der Einfluß der Sekundärelektronen noch zu erkennen. Bei großen Strömen mit ihrer starken Raumladung ist von dem Sekundärelektroneneffekt nichts mehr zu merken. Beim praktischen Einsatz müssen die Röhren in diesem Gebiet ausgesteuert werden.

Eine nützliche Anwendung finden die Sekundärelektronen in den „Sekundärelektronen-Vervielfachern". Sie sind Elektronenröhren, in denen man mit Absicht eine möglichst große Anzahl von Sekundärelektronen dadurch erzeugt, daß man einen Elektronenstrom unter einem günstigen Winkel auf eine auf hoher positiver Spannung liegende Anode prallen läßt. Die Sekundärelektronen werden von einer anderen, noch höher vorgespannten Anode angezogen und veranlaßt, beim Aufprall auf sie eine nochmalig gesteigerte Anzahl von Sekundärelektronen loszuschlagen. Durch geschickte Mehrfachanordnung solcher stufenweise immer höher vorgespannten „Prallanoden" läßt sich ein anfänglich sehr schwacher Elektronenstrom in starkem Maße vervielfachen. Derartige Vervielfacher werden zum Beispiel in bestimmten Fernsehbildaufnahmeröhren (Orthikon) verwendet, um die äußerst schwachen Photoströme der einzelnen Bildpunkte vorzuverstärken.

4. Pentoden (Fünfpolröhren)

Das Hinüberfliegen von Sekundärelektronen zum Schirmgitter kann verhindert werden, wenn zwischen Anode und Schirmgitter ein sogenanntes Bremsgitter angeordnet wird, dessen Spannung niedriger als die kleinste an der Anode vorkom-

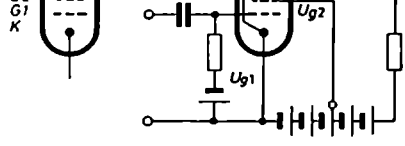


Bild 58. Schaltschema und Schaltungsprinzip einer Pentode.
G 1 Steuergitter;
G 2 Schirmgitter;
G 3 Bremsgitter

mende Spannung gewählt wird. Häufig wird das Bremsgitter, wie im *Bild 58* rechts dargestellt ist, bereits innerhalb der Röhre mit der Katode verbunden. Es nimmt dadurch Katodenpotential und, wenn die Katode geerdet ist, Erdpotential an. Die Primärelektronen können wegen ihrer großen Geschwindigkeit ohne weiteres

das in der Umgebung des Bremsgitters geschaffene Potentialminimum überfliegen und auf der Anode landen. Die langsamen Sekundärelektronen dagegen sind nicht in der Lage, durch das Bremsgitter hindurch auf das davorliegende positivere Schirmgitter zu fliegen. Sie werden vom Bremsgitterfeld abgebremst und gegen die Anode zurückgetrieben.

a) Kennlinienverlauf

Bild 59 zeigt den grundsätzlichen Verlauf der Kennlinien einer Pentode. Er unterscheidet sich von dem der Tetroden dadurch, daß das Gebiet fallenden Anodenstromes nicht mehr vorhanden ist. Zum Kennlinienverlauf der Trioden haben die Kennlinien der Pentode keine Beziehung mehr. Sämtliche I_a/U_a-Kennlinien beginnen im Gegensatz zur Triode im Nullpunkt. Der Grund hierfür liegt darin, daß der Emissionsstrom der Pentoden im wesentlichen von der Schirmgitterspannung in Verbindung mit der Gitterspannung, aber wegen des geringen Durchgriffs nicht von der Anodenspannung bestimmt wird. Selbst bei $U_a = 0$ V fließt praktisch schon der volle Emissionsstrom I_e, allerdings noch nicht zur Anode, sondern zum Schirmgitter. In dem Maße, wie U_a von Null aus steigt, übernimmt die Anode wegen ihrer größeren Auffangfläche und der dadurch bedingten Potentialverteilung einen stetig steigenden Anteil des Gesamtstromes. Da dies für jede Gittervorspannung gilt, beginnen alle I_a-Kennlinien im Nullpunkt. Ein weiterer Unterschied gegenüber den Triodenkennlinien liegt darin, daß die Kennlinien der Pentoden, abgesehen vom anfänglichen Verteilungsgebiet, beinahe waagerecht verlaufen. Dies ist das deutlichste Zeichen dafür, daß die Anode durch das Bremsgitter und Schirmgitter fast vollständig gegenüber dem Steuerraum abgeschirmt ist und daher Änderungen und Schwankungen von U_a kaum noch einen Einfluß auf die Höhe des Anodenstromes ausüben.

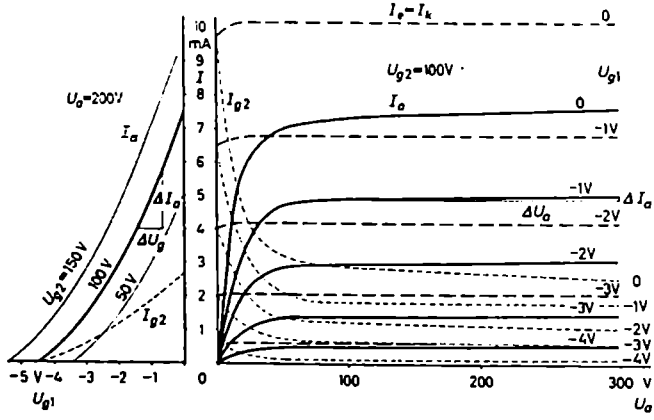


Bild 59. Kennlinienverlauf einer Pentode. Ausgezogene Kurven = Anodenstrom I_a; kurzgestrichelte Kurven = Schirmgitterstrom I_{g2}; langgestrichelte Kurven = Emissionsstrom I_e

b) Röhrenkonstanten

Ähnlich wie bei den Trioden werden auch bei den Mehrgitterröhren bestimmte Kennwerte zu Hilfe gezogen, um eine Röhrenschaltung in bezug auf ihre Verstärkungs- und Leistungseigenschaften rein rechnerisch erfassen zu können. Voraussetzung für die Anwendung solcher Kenngrößen ist auch hier, daß die Röhre nur so weit ausgesteuert wird, wie das Arbeitsfeld als geradlinig angesehen werden kann. Benutzt werden an sich dieselben charakteristischen Größen, wie Steilheit, Durchgriff und Innenwiderstand. Während jedoch bei Trioden der Durchgriff D eine große Rolle spielt und ihm gegenüber in den Formeln die Steilheit etwas zurücktritt, ist es bei den Mehrgitterröhren umgekehrt. Die Pentoden und Tetroden haben einen hohen Innenwiderstand. Im Vergleich zu ihm stellen die praktisch vorkommenden Außenwiderstände schon beinahe einen „Kurzschluß" dar. Bei derartigen Betriebsverhältnissen gewinnt die Steilheit an Bedeutung, denn sie beschreibt gerade in der Nähe des Kurzschlusses die Strom- und Spannungsverhältnisse sehr gut. Der Durchgriff oder sein reziproker Wert μ charakterisiert die Verhältnisse bei Leerlauf oder in der Nähe des Leerlaufs übersichtlich. Diese Fälle können aber bei den Mehrgitterröhren praktisch nicht vorkommen.

Unter der Steilheit einer Mehrgitterröhre wird nach wie vor das Steigungsmaß der I_a/U_g-Kennlinie, also die Steuerwirkung des Steuergitters $G1$ auf den Anodenstrom, verstanden. Die übrigen Spannungen werden dabei als konstant vorausgesetzt. Es ist also, wenn man die Steilheit aus dem Kennlinienfeld abgreifen will, anzusetzen

$$S_1 = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}}\Bigg|_{\substack{U_a = \text{konstant} \\ U_{g2} = \text{konstant} \\ U_{g3} = \text{konstant}}}$$

Hat eine Mehrgitterröhre, wie das zum Beispiel bei Mischröhren der Fall ist, mehrere Steuergitter, so gibt es neben der Steilheit S_1 des ersten Steuergitters noch die Steilheit S_n des n-ten Gitters.

Der Innenwiderstand einer Röhre ergibt sich aus der Änderung ΔI_a, die der Anodenstrom bei einer Änderung ΔU_a der Anodenspannung erfährt, zu

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}\Bigg|_{\substack{U_{g1} = \text{konstant} \\ U_{g2} = \text{konstant} \\ U_{g3} = \text{konstant}}}$$

Er ist sehr groß, wie der flache Kennlinienverlauf im *Bild 59* veranschaulicht. Hochfrequenzpentoden und Niederfrequenzpentoden haben Innenwiderstände in der Größenordnung von 0,5···2 MΩ. Bei Leistungspentoden geht R_i auf Werte um 40···80 kΩ herunter.

Die Begriffe Durchgriff D und Verstärkungsfaktor μ haben, wie schon ausgeführt wurde, bei Mehrgitterröhren an Bedeutung verloren. Sie kennzeichnen die Leerlauf-

verstärkung einer Röhre. Da aber Pentoden nie mit einem Widerstand belastet werden können, der wesentlich größer als ihr Innenwiderstand ist, läßt sich diese Verstärkungszahl nie erreichen. Hinzu kommt, daß der Durchgriff in seiner Definition als Quotient $\Delta U_{g1}/\Delta U_a$ bei konstantem I_a – in dieser Form steckt er in der inneren Röhrengleichung $SDR_i = 1$ – kaum noch etwas mit dem elektrostatischen Durchgriff $D = D_1 \cdot D_2 \cdot D_3$ der Anode durch die verschiedenen Gitter zu tun hat. Denn als solcher müßte er wie bei den Trioden im ganzen Kennlinienfeld konstant sein. In Wirklichkeit ist aber der schaltungsmäßige Durchgriff nach der Definition $D = \Delta U_{g1}/\Delta U_a$ wegen der Stromaufteilung keineswegs mehr eine konstante Größe, zum mindesten nicht im Gebiet kleiner Anodenspannungen.

Zur Berechnung der Verstärkung oder der Anodenwechselspannung werden weniger die Gl. (24) und (26), sondern die Gl. (23) und (25) herangezogen, die beide mit S operieren. Aus Gl. (25) folgt zum Beispiel hinsichtlich der Verstärkung

$$v = \frac{U_{a\sim}}{U_{g\sim}} = S \frac{R_i \cdot R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}} \tag{39}$$

Ist $R_{a\sim}$ sehr klein im Verhältnis zu R_i, kann die bequeme Näherungsformel

$$v \approx S R_a \tag{40}$$

verwendet werden. Die Verstärkungs- und Leistungsprobleme werden grafisch genauso wie bei der Triode behandelt. Man trägt in das Kennlinienfeld von U_{g1} aus die Gleichstromwiderstandsgerade ein, sucht sich durch Wahl der Gittervorspannung einen geeigneten Arbeitspunkt aus und legt dann durch ihn die Wechselstromwiderstandsgerade. Je nach dem Spitze-zu-Spitze-Wert der Gitterwechselspannung erhält man verschieden große Verstärkungs- und Leistungsdreiecke.

Im *Bild 59* ist als Parameter für die I_a/U_g-Kennlinien nicht die Anoden-, sondern die Schirmgitterspannung gewählt worden. Wie würden im Fall der Kennlinien der EF 80 (*Bild 60*) die I_a/U_g-Kennlinien mit U_a als Parameter aussehen (siehe *Aufgabe 19*)?

Überträgt man die Widerstandsgerade aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld in das I_a/U_g-Kennlinienfeld, so erhält man dort die dynamische Kennlinie, auch Arbeitskennlinie genannt (Abschnitt A. II. 8.). Je nach der Größe des Anodenwiderstandes haben die dynamischen Kennlinien einer Pentode die Form eines mehr oder weniger symmetrischen „S". Dies ist für die Fragen der Verzerrung wichtig. Im Abschnitt A.IV.1. wird gezeigt, daß die einseitige Durchbiegung der dynamischen Kennlinie einer Triode das Auftreten geradzahliger Oberwellen der Grundschwingung bedingt, die doppelte Krümmung der S-förmigen Arbeitskennlinie einer Pentode hingegen die Ursache für das Auftreten ungeradzahliger Oberwellen bildet.

Man unterscheidet im wesentlichen drei Pentodenarten: HF-Pentoden, NF-Verstärkerpentoden und NF-Leistungspentoden oder Endpentoden. In ihrer Arbeits-

weise sind alle drei gleich. Bei den HF-Pentoden, die hauptsächlich zur Spannungsverstärkung dienen und mit Schwingkreisen im Anodenweg arbeiten, hat man Wert auf einen hohen Innenwiderstand (wichtig für eine geringe Bedämpfung der Schwingkreise) und in Verbindung damit auf eine kleine Gitter/Anoden-Kapazität und einen kleinen elektrostatischen Durchgriff gelegt. Ihre Kennlinien verlaufen im I_a/U_a-Kennlinienfeld beinahe horizontal (*Bild 60*).

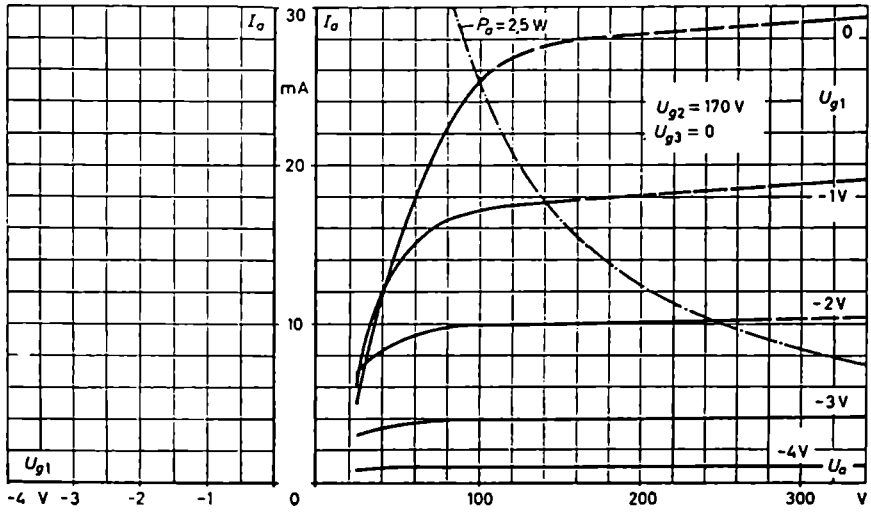


Bild 60. Kennlinienfeld einer HF-Pentode (EF 80)

Das gleiche gilt hinsichtlich des Innenwiderstandes für NF-Verstärkerpentoden. NF-Pentoden müssen möglichst brummfrei arbeiten, da die Brummfrequenz genau in dem Frequenzgebiet liegt, das sie übertragen sollen. Man erreicht dies zum Teil dadurch, daß man in dem Röhrenkolben unterhalb des eigentlichen Elektrodensystems noch ein besonderes Abschirmblech anordnet, das die Heizfäden mit ihrem 50-Hz-Wechselpotential gegen die übrigen Elektrodenanschlußleitungen und -stifte abschirmt. (Die Brummstörspannung der NF-Pentode EF 86 wird bei Verwendung von Gitterwiderständen $< 500\,\text{k}\Omega$ und Katodenkondensatoren $> 100\,\mu\text{F}$ mit kleiner als $0{,}5\,\mu\text{V}$ angegeben.) Darüber hinaus sollen NF-Pentoden eine große Klingsicherheit oder, was das gleiche ist, einen kleinen Mikrofonieeffekt zeigen. Sie werden in den Rundfunkgeräten mit eingebauten Lautsprechern von den Schallwellen getroffen oder bei nichtschüttelfreiem Betrieb mechanisch angestoßen. In beiden Fällen dürfen die eingebauten Elektrodensysteme nicht gegeneinander ins Schwingen kommen, da dies den Anodenstrom modulieren würde und im Lautsprecher als Klingen hörbar wäre. Auch hinsichtlich des Rauschens werden an die NF-Pentode, zumal, wenn sie in der Eingangsstufe eines hochverstärkenden NF-Verstärkers sitzt, hohe Anforderungen gestellt. Eine der günstigsten NF-Pentoden

ist in dieser Hinsicht zur Zeit die EF 86, deren Kennlinienfeld im *Bild 61* wiedergegeben ist. Da NF-Pentoden mit sehr großen Gleichstromwiderständen von 100 bis 200 kΩ im Anodenkreis arbeiten und dementsprechend nur kleine Anodenströme führen, sind bei ihnen nicht so hohe Steilheitswerte wie bei den HF-Pentoden erreichbar.

Leistungs- oder Endpentoden zeigen einen wesentlich kleineren Innenwiderstand als die HF- und NF-Pentoden; sie sollen ja Leistung abgeben. Dies setzt voraus,

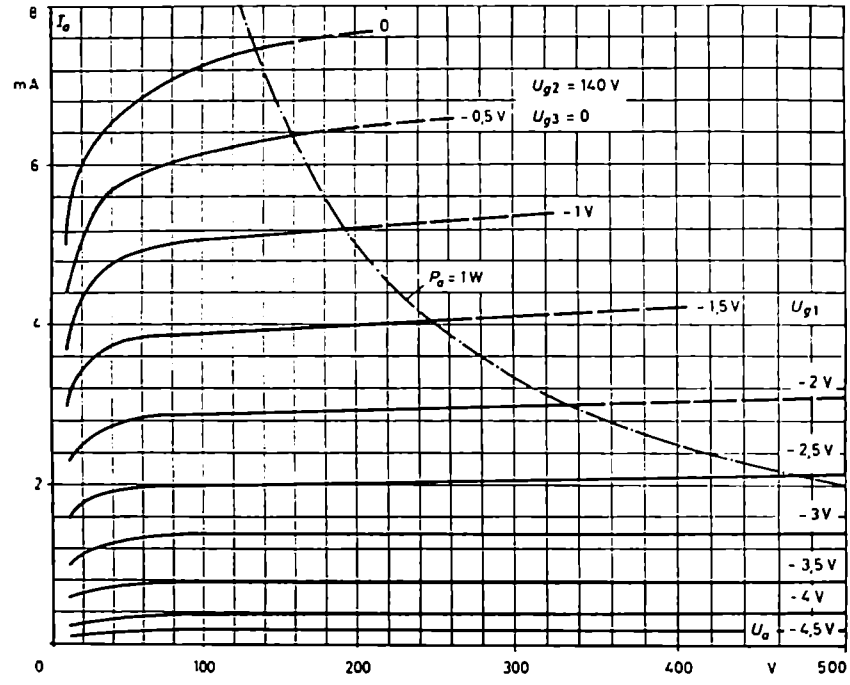


Bild 61. Kennlinienfeld einer NF-Pentode (EF 86)

daß sich Innenwiderstand und Belastungswiderstand einander nähern. Sie sollen, um neben großen Wechselspannungen große Wechselströme hervorbringen zu können, eine möglichst große Steilheit aufweisen. Man erreicht dies durch eine Katode mit großer Oberfläche. Der größeren Wechselstromleistung muß natürlich eine höhere Belastbarkeit der Anode zugeordnet sein. *Bild 62* zeigt das Kennlinienfeld der EL 95. Die stärkere Neigung der Kennlinien und ihr größerer gegenseitiger Abstand lassen gut den niedrigeren Innenwiderstand (80 kΩ im Arbeitspunkt) und die größere Steilheit erkennen. Noch deutlicher wird dies im *Bild 73* an den Kennlinien der EL 84 sichtbar, deren Innenwiderstand mit 40 kΩ angegeben wird. In der *Tabelle 2* sind an Hand je eines Vertreters der drei Pentodengattungen die wichtigsten Kenngrößen zusammengestellt.

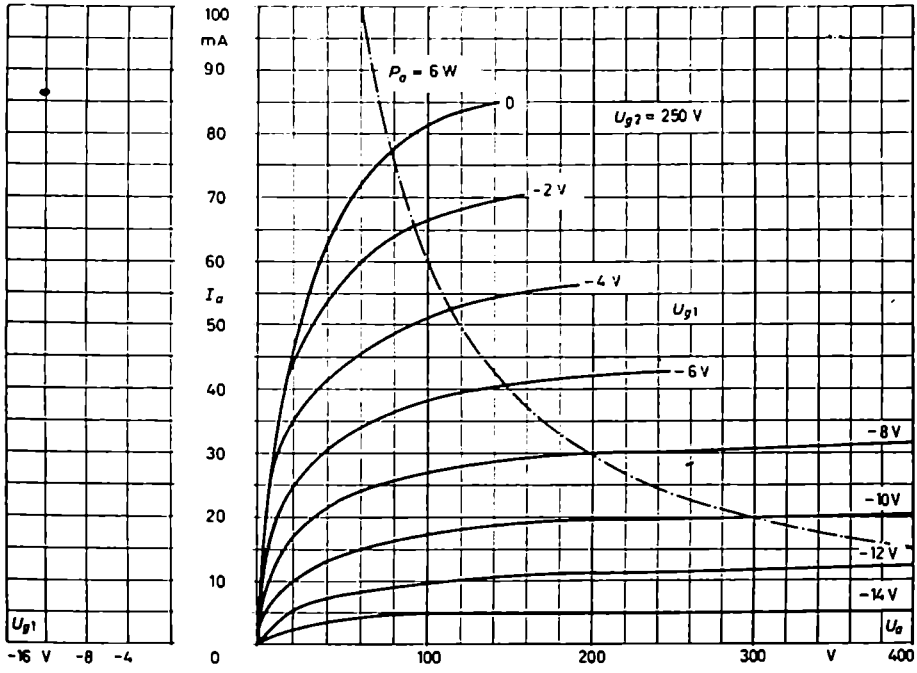


Bild 62. Kennlinienfeld einer Leistungspentode (EL 95)

	EF 80 HF-Pentode	EF 86 NF-Pentode	EL 84 Leistungspentode
U_a	170 V	250 V	250 V
U_{g2}	170 V	140 V	210 V
U_{g1}	— 2 V	— 2 V	— 6,4 V
I_a	10 mA	3 mA	36 mA
I_{g2}	2,5 mA	0,6 mA	3,9 mA
S	7,4 mA/V	2 mA/V	10,4 mA/V
R_i	0,5 MΩ	2,5 MΩ	40 kΩ
P_a	2,5 W	1 W	12 W

Tabelle 2. Gegenüberstellung der wichtigsten Kenngrößen einer HF-, NF- und Leistungspentode

Aufgabe 19

Zeichne in das vorbereitete I_a/U_g-Kennlinienfeld der EF 80 (*Bild 60*) die Kennlinien für U_a als Parameter ein. Wähle dabei U_a = 100, 150, 200, 250 und 300 V. Wie kann man das Ergebnis kurz zusammenfassen?

Aufgabe 20

Trage in das vorbereitete I_a/U_g-Kennlinienfeld der EL 95 (*Bild 62*) die dynamischen Kennlinien für den Arbeitspunkt A mit den Koordinaten I_a = 24 mA, U_{a1} = — 9 V,

$U_a \approx 240$ V und die Außenwiderstände $R_{a\sim} = 6{,}7$ kΩ, 10 kΩ und 12 kΩ ein. Erkenne den S-förmigen Charakter dieser Arbeitskennlinien. Welche der drei Kurven verläuft, vom Arbeitspunkt aus betrachtet, einigermaßen symmetrisch nach beiden Seiten?

Aufgabe 21

Zeichne in das I_a/U_a-Kennlinienfeld der EL 95 (*Bild 62*) für den in *Aufgabe 20* benutzten Arbeitspunkt und die Widerstandsgerade $R_{a\sim} = 10$ kΩ die Leistungsflächen für P_a und $P_\sim$ ein. Die Röhre werde gitterseitig mit $\hat{u}_g = 5$ V ausgesteuert. Welchen Wirkungsgrad hat die Röhre in diesem Betriebsfall? Wie groß ist der Gleichstromwiderstand des Ausgangsübertragers, wenn die Speisespannung den Wert $U_B = 250$ V hat?
(Antwort: $P_\sim \approx 1{,}8$ W, $\eta \approx 31\%$, $R_{a-} = 420\,\Omega$)

5. Mischröhren (Hexoden, Septoden und Oktoden)

Fügt man den fünf Elektroden einer Pentode ein weiteres Gitter hinzu, entsteht eine Sechspolröhre oder Hexode. Im *Bild 63* ist ihr Schaltschema angegeben. Eine Sechspolröhre bietet die Möglichkeit, den Anodenstrom an zwei verschiedenen, gegeneinander abgeschirmten Gittern zu steuern. An die Gitter *G 1* und *G 3* werden

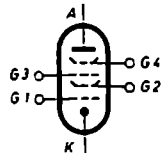


Bild 63
Schaltschema einer Hexode.
G 1 1. Steuergitter;
G 2 1. Schirmgitter;
G 3 2. Steuergitter;
G 4 2. Schirmgitter

außer einer Gleichspannung als Vorspannung zwei verschiedene Wechselspannungen gelegt, zum Beispiel im Fall eines Überlagerungsempfängers an das Gitter *G 1* die empfangene Hochfrequenz f_h und an das Gitter *G 3* die im Gerät erzeugte Überlagerungs- oder Oszillatorfrequenz f_o. Die Gitter *G 2* und *G 4* führen nur Gleichspannungen. *G 2* hat die Aufgabe, die beiden Steuergitter *G 1* und *G 3* gegeneinander abzuschirmen. Gleichzeitig hat es die Funktion einer Triodenanode zu erfüllen, nämlich die Elektronen aus dem Katodenraum abzuziehen. Das Gitter *G 4* soll die Rückwirkung der Anodenwechselspannung auf die Steuerung ausschalten. Die Hexode besteht gewissermaßen aus zwei hintereinandergeschalteten Röhren, einer Triode mit den Elektroden *K*, *G 1* und *G 2* und einer Tetrode mit der Elektrode *G 2* als Elektronen liefernde „Katode" und den Gittern *G 3*, *G 4* und *A*. Das Triodensystem mit der konstanten „Anodenspannung" U_{g2} liefert einen im Rhythmus von u_{g1} schwankenden Elektronenstrom. Er wird im Tetrodensystem nochmals ausgesteuert, und zwar im Rhythmus der Wechselspannung u_{g3}.

Da der Anodenstrom sowohl von der Wechselspannung an *G 1* als auch von der an *G 3* abhängt, kann der Anodenstrom einer solchen Röhre im Rhythmus zweier verschiedener Frequenzen gesteuert werden. Dabei entstehen im Anodenkreis, wie im Abschnitt J.V.4. über Modulation im I. Band näher ausgeführt ist, die Summen-

und Differenzfrequenzen der ursprünglichen Schwingungen. Von ihnen interessiert im allgemeinen nur die Differenzfrequenz $f_a - f_h$. Sie wird durch Bandfilter aus dem Gemisch der übrigen Frequenzen ausgefiltert. Die Stärke dieser Differenzfrequenz im Anodenstrom der Hexode, die man die Zwischenfrequenz ZF nennt, im Verhältnis zur aufgewendeten Wechselspannung $U_{g1\sim}$ von der Frequenz f_h bezeichnet man als die „Mischsteilheit" S_c der Hexode.

Aus der Hexode wird eine Heptode oder Siebenpolröhre, wenn man, ähnlich wie beim Übergang von der Tetrode zur Pentode, zwischen Schirmgitter *G4* und Anode ein weiteres Gitter *G5* anordnet. Mit der Katode verbunden, erfüllt dieses Gitter die Funktion eines Bremsgitters. Es verhindert das Hinüberfliegen von Sekundärelektronen von der Anode zum Schirmgitter.

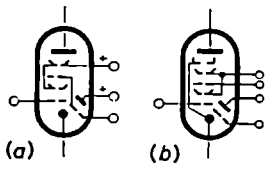


Bild 64
Verbundröhren.
(a) Triode-Hexode;
(b) Triode-Heptode

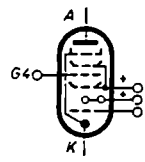


Bild 65. Schaltschema einer Oktode.
G 1 1. Steuergitter;
G 2 Hilfsanode;
G 3 1. Schirm-(Raumlade-)Gitter;
G 4 2. Steuergitter;
G 5 2. Schirmgitter;
G 6 Bremsgitter

Eine besondere Ausführung der Mischröhren stellen die Verbundröhren in der Form der Triode-Hexode beziehungsweise Triode-Heptode dar. Die *Bilder 64* (*a* und *b*) zeigen ihre Schaltschemen. Über einer gemeinsamen Katode sind zwei Röhrensysteme aufgebaut, ein Triodenteil zur Erzeugung der Überlagerungsfrequenz f_a (Oszillatorteil) und ein Hexoden- beziehungsweise Heptodenteil für die eigentlichen Mischungszwecke. Bei den Trioden-Hexoden ist das Steuergitter des Oszillators innerhalb der Röhre mit dem zweiten Steuergitter *G3* des Hexodensystems verbunden. Die Schwingschaltung dieser Röhre muß so ausgelegt werden, daß die am Gitter der Triode sich ausbildende Schwingamplitude der Frequenz f_a ausreicht, die Hexode richtig auszusteuern. Diese direkte Verbindung fehlt bei den Trioden-Heptoden, wodurch hier mehr Freiheit in der Verwendung der Einzelsysteme und der Auslegung der Schaltung besteht.

Die Oktode vereinigt in einem einzigen Elektrodensystem die Oszillatortriode mit dem Mischröhrenteil. Ihr Elektrodenaufbau ist aus dem Schaltschema vom *Bild 65* ersichtlich. Zwischen dem ersten Steuergitter *G1* und dem sogenannten Raumladegitter *G3* ist eine „Hilfsanode" *G2*, bestehend aus zwei Stäben, angeordnet. Der untere Teil dieser Röhre mit *K*, *G1* und *G2* dient zur Erzeugung der Überlagerungsfrequenz. Die Hochfrequenz f_h wird dem Steuergitter *G4* zugeführt.

6. Regelröhren

Regelröhren sind Röhren, die sich in ihrem Verstärkungsgrad gleichmäßig und in weiten Grenzen verändern lassen. Man benötigt sie zum Beispiel für die automatische Schwund- und Lautstärkeregelung in Rundfunkempfängern. Die Verstärkung

einer Mehrgitterröhre hängt entsprechend der Näherungsformel $v \approx S R_a$ von der Röhrenseite aus hauptsächlich von der Steilheit S ab. Eine Regelung der Verstärkung ist demnach möglich, wenn es gelingt, die Steilheit einer Röhre zu variieren. Dies läßt sich durch Verändern der Gittervorspannung erreichen, denn S ist

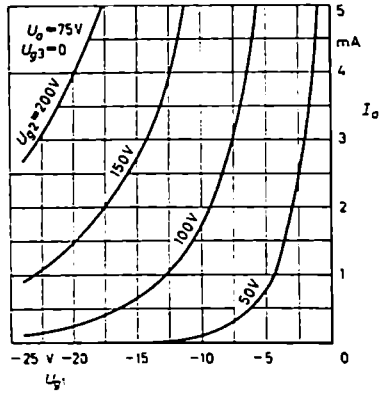


Bild 66. I_a/U_g-Kennlinienfeld einer NF-Regelpentode (EF 83)

das Steigungsmaß einer I_a/U_g-Kennlinie und auf einer solchen nicht konstant. Hieraus folgt, daß grundsätzlich schon bei normalen Röhren durch Verändern der Gittervorspannung die Steilheit und damit die Verstärkung variiert werden kann. Dennoch sind normale Röhren für Regelzwecke nicht recht geeignet, weil ihre Kennlinien im oberen Teil fast geradlinig verlaufen und damit nur geringe Steilheitsänderungen haben, dagegen im unteren Teil stark gekrümmt sind und eine

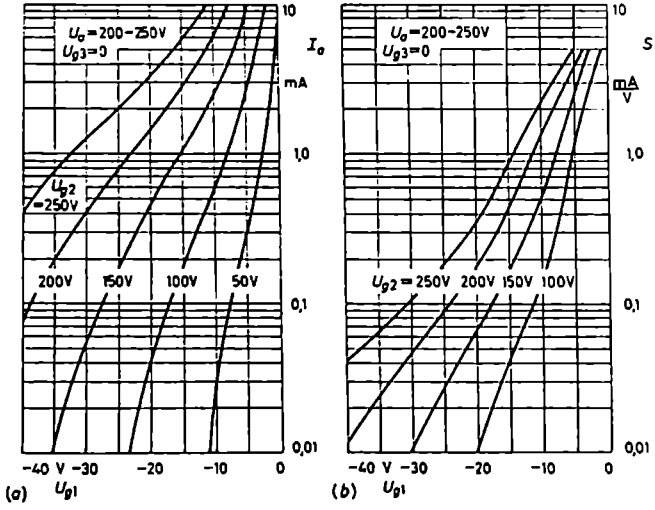


Bild 67. (a) Anodenstrom I_a und (b) Steilheit S einer HF-Regelpentode (EF 80) als Funktion der Gittervorspannung U_{g1} für verschiedene Schirmgitterspannungen U_{g2} in halblogarithmischer Darstellung

sehr starke Steilheitsabnahme zeigen. Hinzu kommt, daß bei Arbeitspunkten in sehr stark gekrümmten Gebieten die Verzerrungen leicht unzulässig groß werden.

Bei einer Regelröhre hat man den I_a/U_g-Kennlinienverlauf so gezüchtet, daß er eine stetige, sanfte Krümmung mit großem Auslauf aufweist. Dadurch bleiben die Verzerrungen über die ganze Kennlinie hin in zulässigen Grenzen. *Bild 66* zeigt das Kennlinienfeld der NF-Regelpentode EF 83 mit der Schirmgitterspannung U_{g2} als Parameter. Vergleiche hierzu die im *Bild 59* dargestellten Kennlinien einer normalen Pentode. Zur besseren Darstellung des Kennlinienverlaufs und der Steilheit im unteren Teil der Kennlinien verwendet man oft für die Anodenstrom- und die Steilheitsordinate den logarithmischen Maßstab. Im *Bild 67* ist dies für die Regelkennlinien der modernen HF-Regelpentode EF 89 geschehen.

Als Regelröhren werden hauptsächlich Pentoden und Hexoden benutzt. Die langsame, gleichmäßige Kennlinienkrümmung hat man durch verschieden große Gittermaschenweite erzielt (*Bild 68*). Bei geringer negativer Vorspannung ist die ganze

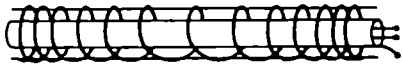


Bild 68. Katode und Gitterwendel einer Regelröhre

Katodenoberfläche an der Elektronenemission beteiligt, da auch die engen Gittermaschen Elektronen durchlassen. Mit zunehmender negativer Vorspannung wird die wirksame Oberfläche der emittierenden Katode immer mehr verkleinert, weil die engen Teile der Gitterwendel den Elektronendurchtritt immer stärker sperren und nur noch die weiten Teile ihn gestatten. Die Verkleinerung der wirksamen Katodenoberfläche ist gleichbedeutend mit einer Verkleinerung der Gesamtmenge der steuerbaren Elektronen. Dem entspricht aber eine Abnahme der Steilheit, das heißt der Stromänderung bei 1 V Gitterspannungsänderung.

7. Kennzeichnung der Röhren

a) Rundfunk- und Fernsehröhren

Zur Kennzeichnung der europäischen Rundfunk-Ton- und -Fernsehröhren ist ein einheitliches Bezeichnungsschema eingeführt. Es besteht aus einem System von zwei oder drei Großbuchstaben mit einer anschließenden ein- oder zweistelligen Kennzahl. Die Buchstaben gestatten einen Schluß auf die Heizart und den Elektrodenaufbau und damit auf die Anwendungsmöglichkeit der betreffenden Röhre. Die Kennzahl gibt einen Aufschluß über den konstruktiven Aufbau der Röhre, hauptsächlich ihre Sockelung.

Der erste Buchstabe kennzeichnet die Heizart. Aus ihm wird beispielsweise ersichtlich, für welchen Empfängertyp (Batterie-, Auto-, Wechselstrom- oder Allstromgerät) die Röhre geeignet ist. Röhren mit dem gleichen Anfangsbuchstaben bilden eine sogenannte Röhrenserie, zum Beispiel die E- oder U-Serie.

Erster Kennbuchstabe	Heizart	Anwendung	Bemerkungen
A	4 V~	Wechselstromgeräte	Parallelheizung (überholte Serie)
B	180 mA⎓	Gleichstromgeräte	Serienheizung (überholte Serie)
C	200 mA≃	Allstromgeräte	Serienheizung (überholte Serie)
D	1,25···1,4 V_E	Batteriegeräte	Parallelheizung moderne Standardserie
E	6,3 V~	Wechselstrom- und Autogeräte	Parallelheizung moderne Standardserie
H	150 mA≃	Allstrom- und Autogeräte	Serienheizung moderne Standardserie
K	2 V_E	Batteriegeräte	Parallelheizung (überholte Serie)
P	300 mA≃	Fernsehgeräte	Serienheizung moderne Standardserie
U	100 mA≃	Allstromgeräte	Serienheizung moderne Standardserie
V	50 mA≃	Allstromgeräte	Spezialserie für Hochvoltsperrröhren

Zweiter und weiterer Kennbuchstabe	Elektrodensystem	Anwendung	Beispiel
A	Diode	HF-Gleichrichtung Meßgleichrichter	UAF 42 EAA 91
B	Duodiode mit gemeinsamer Katode	AM-Gleichrichtung FM-Demodulation (dann mit getrennten Katoden)	EBF 80 PABC 80
C	Triode	NF-Verstärkung, UKW-Verstärkung, Oszillator	ECL 80 ECC 83
D	Leistungstriode	Leistungsverstärkung	AD 1 EDD 11
E	Tetrode	NF-Verstärkung	VEL 11
F	Pentode	HF-, ZF-, NF-Verstärkung	EF 89 UBF 89
H	Hexode Heptode	Mischröhre	ECH 81 EH 90
K	Oktode	Mischröhre + Oszillator	AK 2
L	Leistungspentode	Leistungsverstärkung	EL 84 PCL 82
M	Magisches Auge	Abstimmanzeige	EM 80
Q	Nonode Enneode	FM-Demodulation + NF-Verstärkung	EQ 80
Y	Einwegnetzgleichrichter	Netzgleichrichtung	EY 51
Z	Zweiwegnetzgleichrichter	Netzgleichrichtung	EZ 81

Tabelle 3. Bedeutung der Buchstabenkennzeichen europäischer Rundfunk-Ton- und -Fernsehröhren

Der an zweiter, dritter oder vierter Stelle stehende Buchstabe sagt etwas über den Aufbau des Elektrodensystems und damit die Funktion und den schaltungsmäßigen Einsatz der Röhre aus. Ein Doppelbuchstabe an zweiter und dritter Stelle oder ein Dreifachbuchstabe deutet an, daß die Röhre zwei oder drei verschiedene Systeme, beispielsweise ein Trioden- und ein Hexodensystem oder ein Gleichrichter- und ein Verstärkersystem, enthält. Die *Tabelle 3* gibt Auskunft über die genauere Bedeutung der einzelnen Buchstaben.

b) Kommerzielle Röhren

Unter kommerziellen Röhren versteht man solche Röhren, die nicht für Rundfunk-, Ton- und -Fernsehgeräte bestimmt sind, sondern für Geräte der Post, Eisenbahn und Schiffahrt sowie für industrielle Anlagen und sonstige Spezialzwecke. Sie werden auch Spezialröhren[2]) genannt. An die kommerziellen Röhren werden hinsichtlich Lebensdauer, Gleichmäßigkeit der Fabrikation (enge Toleranzen) und Robustheit der Konstruktion (Stoßfestigkeit) besonders hohe Anforderungen gestellt. Für diese Röhren wird oft, wenn sie zum Beispiel an unzugänglichen Stellen vorkommen, eine Garantie von 10000 Betriebsstunden gefordert. Solche Röhren tragen dann die Bezeichnung Langlebensröhren oder Weitverkehrsröhren.

In kommerziellen Röhren werden häufig, um eine thermische Emission des Gitters zu verhindern, vergoldete Gitter oder zirkonisierte Elektroden verwendet; beide Metalle haben eine hohe Elektronenaustrittsarbeit. Die Röhren werden vielfach mit Katoden aus Materialien ausgerüstet, bei denen sich keine störende „Zwischenschicht" ausbilden kann. Sie können längere Zeit geheizt werden, ohne daß ihre Emissionsfähigkeit leidet, wenn kein Anodenstrom entnommen wird.

Die Kennzeichnung kommerzieller Röhren geschieht nicht einheitlich. Einige Firmen lassen auf den ersten Buchstaben erst die Kennzahl folgen und geben anschließend die Buchstaben zur Charakterisierung des Systems an (zum Beispiel E 88 CC). Andere Firmen verwenden das gleiche Buchstabenschema wie bei den Normalröhren, benutzen aber durch Zufügen einer Null eine dreistellige Kennzahl (zum Beispiel EF 800). Röhren für die speziellen Belange der Post werden nach einem eigenen Bezeichnungssystem gekennzeichnet (zum Beispiel C 3 m).

IV. Röhrenverzerrungen

1. Einleitung

Die Kennlinien der Elektronenröhren im I_a/U_g-Kennlinienfeld sind gekrümmt. Dies bedeutet, daß der Anodenstrom sich nicht streng linear mit der angelegten Gitterspannung ändert, daß er zum Beispiel nicht genau sinusförmig verläuft, wenn die steuernde Gitterspannung sinusförmig schwankt. Dies ist gleichbedeutend damit,

[2]) Vergleiche Dipl.-Ing. F. Cubasch: „SPEZIALRÖHREN, Eigenschaften und Anwendungen"; im selben Verlag erschienen

daß im Anodenstrom außer der Grundschwingung von der Frequenz der angelegten Spannung Oberschwingungen der Grundschwingung auftreten; sie rufen Klangverzerrungen hervor. Stärke und Art der Oberschwingungen hängen von der Form der Kennlinienkrümmung ab. Maßgebend ist hierbei die Betriebskennlinie, das heißt die dynamische Kennlinie. Die *Bilder 69* (*a* und *b*) zeigen den grundsätzlichen Verlauf der dynamischen Kennlinie einer Triode beziehungsweise einer Pentode und den bei sinusförmiger Aussteuerung dieser Kurven entstehenden Anodenstrom.

Wie *Bild 69(a)* entnommen werden kann, läßt sich der in seinen positiven Amplituden überspitzte und in seinen negativen Amplituden zusammengedrückte Anodenstrom einer Triode als Überlagerung von drei Stromkomponenten auffassen.

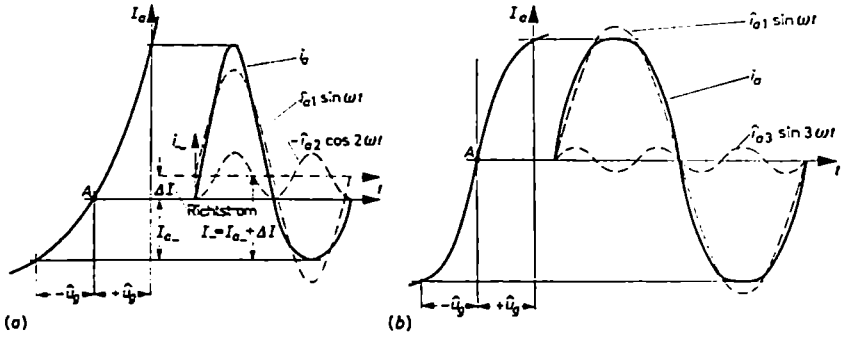


Bild 69. Entstehung nichtlinearer Verzerrungen an einer dynamischen (a) Trioden- und (b) Pentodenkennlinie

Neben der Grundschwingung mit der Amplitude $\hat{i}_{a1}$ tritt eine Gleichstromkomponente, ein sogenannter Richtstrom ΔI, vor allem aber eine 2ω-Oberschwingung mit der Amplitude $\hat{i}_{a2}$ auf. Der Richtstrom ΔI erhöht den Gleichstrom vom Ruhestromwert I_{a-} auf den Wert I_-. Während sich die Grundschwingung nach einer Sinusfunktion ändert, schwankt die Oberschwingung nach einer negativen Kosinusfunktion. Dadurch addieren sich beide so, daß während der positiven Stromamplituden eine Überhöhung des Scheitelwertes, dagegen während der negativen Stromamplituden eine Abplattung des Scheitelwertes zustande kommt.

Der S-förmige Verlauf der Pentodenkennlinie bedingt, wie *Bild 69(b)* veranschaulicht, daß sich neben der Grundschwingung vor allem die 3. Harmonische (3ω-Oberschwingung) mit der Amplitude $\hat{i}_{a3}$ ausbildet. Ganz allgemein gilt: Trioden liefern, wenn Verzerrungen auftreten, vorwiegend die geradzahligen, Pentoden die ungeradzahligen Oberschwingungen. Strenggenommen muß man sagen, daß bei Pentoden auch die 2ω-Oberschwingungen auftreten, daß sie aber durch geschickte Wahl des Belastungswiderstandes und damit der Arbeitskennlinie unterdrückt werden können. Grafisch läßt sich das so beschreiben: Ist die dynamische Kennlinie eine symmetrische S-Kurve, treten nur die ungeradzahligen Oberschwingungen auf, ist die S-Kurve unsymmetrisch, treten auch die geradzahligen Oberschwingungen 2ω

und $4\,\omega$ auf. Praktisch versucht man stets, durch günstige Wahl des Arbeitspunktes und des Außenwiderstandes eine möglichst symmetrische Kennlinie mit geringer quadratischer Verzerrung zu erhalten.

Der Klirrfaktor guter Übertragungsanlagen soll einen bestimmten Wert von etwa 5···7 % nicht überschreiten. Um besser erkennen zu können, welche Mittel und Wege man einzuschlagen hat, den Klirrfaktor kleinzuhalten, soll im folgenden versucht werden, den bei einer bestimmten Aussteuerung zu erwartenden Klirrfaktor größenmäßig aus dem Kennlinienfeld abzugreifen. Der Klirrfaktor kann entweder mit Hilfe des statischen Kennlinienfeldes und der Steuerspannung u_{st} oder an Hand des dynamischen Kennlinienfeldes und der Gitterwechselspannung $u_{g\sim}$ errechnet werden. Noch einfacher läßt er sich aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld unter Mitbenutzung der Widerstandsgeraden ermitteln. Da sich das letzte Verfahren aber aus dem umständlicheren mit der dynamischen Kennlinie herleitet, ist es notwendig, dieses vorher zu besprechen.

2. Ermittlung des Klirrfaktors aus dem dynamischen I_a/U_g-Kennlinienfeld

Der Anodenstrom i_a einer Röhre ist eine Funktion der Gitterspannung u_g. Der genaue Funktionszusammenhang ist nur grafisch durch die dynamische Kennlinie gegeben. Um eine Formel aufstellen zu können, muß für den Kennlinienverlauf zuvor ein mathematischer Ausdruck aufgestellt werden. Dies kann entweder mit Hilfe einer Taylorschen Reihenentwicklung oder mit Hilfe einer Potenzreihenentwicklung geschehen. Im ersten Fall geht man von folgender Form der Taylorschen Reihe aus:

$$y = f(a + x) = f(a) + \frac{f'(a)}{1!}\,x + \frac{f''(a)}{2!}\,x^2 + \frac{f'''(a)}{3!}\,x^3 + \cdots \tag{41}$$

Da sich die Gitterspannung u_g aus der konstanten Vorspannung $U_{g\_}$ und der Wechselspannung $u_{g\sim}$ zusammensetzt, kann für i_a zunächst der Ansatz $i_a = f(U_{g\_} + u_{g\sim})$ gemacht werden. Dieser Ausdruck stimmt mit der linken Seite der Taylorschen Reihe überein, denn die konstante Vorspannung $U_{g\_}$ entspricht offenbar der Konstanten a und die variable Wechselspannung $u_{g\sim}$ dem variablen x. Infolgedessen muß sich die Stromfunktion unter Benutzung der rechten Seite von Gl. (41) auch in der Form

$$i_a = f(U_{g\_} + u_{g\sim}) = f(U_{g\_}) + \frac{f'(U_{g\_})}{1!}\,u_{g\sim} + \frac{f''(U_{g\_})}{2!}\,u_{g\sim}^2 + \frac{f'''(U_{g\_})}{3!}\,u_{g\sim}^3 + \cdots \tag{42}$$

schreiben lassen. Diese Reihe bietet die Möglichkeit, für i_a einen mathematischen Ausdruck zu finden. $f(U_{g\_})$ stellt den Anodenruhestrom $I_{a\_}$ dar, das heißt den Strom, der ohne Gitterwechselspannung ($u_{g\sim} = 0$) fließt. $f'(U_{g\_})$ stellt den Wert der 1. Ableitung der dynamischen Kennlinie im Arbeitspunkt, also die dynamische Steilheit S_{dyn}, dar. $f''(U_{g\_})$ und $f'''(U_{g\_})$ sind höhere Ableitungen im Arbeitspunkt der dynamischen Kennlinie. Sie können dadurch ermittelt werden, daß man die dynamische Kennlinie mehrfach differenziert und dann im Arbeitspunkt die Werte der 1., 2., 3. und weiteren Ableitungen abgreift. Dieses rein grafische Verfahren ist aber ziemlich ungenau.

Indessen gibt es noch ein anderes halb grafisches, halb rechnerisches Verfahren. Es geht davon aus, daß die in Gl. (42) für den Arbeitspunkt gesuchten Ableitungen Konstanten

sind, die nicht von der Aussteuerung $u_{g\sim}$ abhängen; dementsprechend kann für i_a geschrieben werden

$$i_a = a_0 + a_1 u_{g\sim} + a_2 u_{g\sim}^2 + a_3 u_{g\sim}^3 + a_4 u_{g\sim}^4 \tag{43}$$

Nimmt man an, daß sich die Gitterwechselspannung sinusförmig nach der Funktion $u_{g\sim} = \hat{u}_g \sin \omega t$ ändert, nimmt Gl. (43) die Gestalt an

$$i_a = a_0 + a_1 \hat{u}_g \sin \omega t + a_2 \hat{u}_g^2 \sin^2 \omega t + a_3 \hat{u}_g^3 \sin^3 \omega t + a_4 \hat{u}_g^4 \sin^4 \omega t + \cdots \tag{44}$$

In dieser Form geschrieben, stellt die Stromfunktion eine Potenzreihe dar, die für die Umgebung des Arbeitspunktes gilt. Ihre Konstanten lassen sich aus der dynamischen Kennlinie ermitteln. Man muß für sie so viele Gleichungen aufstellen, wie man Unbekannte berechnen will. Begnügt man sich mit den ersten fünf Konstanten $a_0 \cdots a_4$, so müssen fünf Gleichungen aufgestellt werden. Man gewinnt die Gleichungen dadurch, daß man für fünf geschickt gewählte Werte der Gitterwechselspannung die zugehörigen Anodenströme abgreift und sie sowie die zugeordneten $u_{g\sim}$-Werte in Gl. (44) einsetzt. Wählt man als Bereich, innerhalb dessen man die Kennlinie durch eine Potenzreihe nachbilden will, das Kennliniengebiet aus, das gerade durch die Wechselspannung ausgesteuert wird, kann man unter Benutzung der Bezeichnungen vom *Bild 70* in den Punkten

$$u_{g\sim} = -\hat{u}_g \quad -0{,}5\,\hat{u}_g \quad 0 \quad +0{,}5\,\hat{u}_g \quad +\hat{u}_g$$

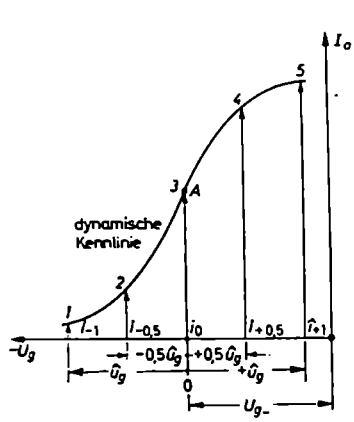


Bild 70. Zur Berechnung der Röhrenverzerrungen an Hand ihrer dynamischen I_a/U_g-Kennlinien

folgendes Fünfgleichungssyatem aufstellen:

Ausgehend von

$$i_a = a_0 + a_1 u_{g\sim} + a_2 u_{g\sim}^2 + a_3 u_{g\sim}^3 + a_4 u_{g\sim}^4$$

gilt im Punkt *1* mit $u_{g\sim} = -\hat{u}_g$

$$\begin{aligned} i_{-1} &= a_0 + a_1(-\hat{u}_g) + a_2(-\hat{u}_g)^2 + a_3(-\hat{u}_g)^3 + a_4(-\hat{u}_g)^4 \\ &= a_0 - a_1 \hat{u}_g + a_2 \hat{u}_g^2 - a_3 \hat{u}_g^3 + a_4 \hat{u}_g^4 \end{aligned}$$

beziehungsweise im Punkt *2* mit $u_{g\sim} = -0{,}5\,\hat{u}_g$

$$i_{-0,5} = a_0 - \frac{a_1}{2}\hat{u}_g + \frac{a_2}{4}\hat{u}_g^2 - \frac{a_3}{8}\hat{u}_g^3 + \frac{a_4}{10}\hat{u}_g^4$$

beziehungsweise im Punkt 3 mit $u_{g\sim} = 0$

$$i_0 = a_0$$

beziehungsweise im Punkt 1 mit $u_{g\sim} = +0{,}5\,\hat{u}_g$

$$i_{+0,5} = a_0 + \frac{a_1}{2}\hat{u}_g + \frac{a_2}{4}\hat{u}_g^2 + \frac{a_3}{8}\hat{u}_g^3 + \frac{a_4}{16}\hat{u}_g^4$$

beziehungsweise im Punkt 5 mit $u_{g\sim} = +\hat{u}_g$

$$i_{+1} = a_0 + a_1\hat{u}_g + a_2\hat{u}_g^2 + a_3\hat{u}_g^3 + a_4\hat{u}_g^4$$

Diese fünf Gleichungen können nach den Unbekannten $a_0 \cdots a_4$ oder besser nach den Größen $a_0, a_1\hat{u}_g, a_2\hat{u}_g^2, a_3\hat{u}_g^3, a_4\hat{u}_g^4$ aufgelöst und als Funktionen der abgegriffenen Stromordinaten $i_{-1} \cdots i_{+1}$ hingeschrieben werden. Das Ergebnis der Auflösung ist

$$\left.\begin{aligned}
a_0 &= i_0 \\
a_1\hat{u}_g &= \frac{4}{3}(i_{+0,5} - i_{-0,5}) - \frac{1}{6}(i_{+1} - i_{-1}) \\
a_2\hat{u}_g^2 &= -5\,i_0 + \frac{8}{3}(i_{+0,5} + i_{-0,5}) - \frac{1}{6}(i_{+1} - i_{-1}) \\
a_3\hat{u}_g^3 &= -\frac{2}{3}(i_{+1} + i_{-1}) - \frac{4}{3}(i_{+0,5} - i_{-0,5}) \\
a_4\hat{u}_g^4 &= -\frac{2}{3}(i_{+1} + i_{-1}) - \frac{8}{3}(i_{+0,5} + i_{-0,5}) + 4\,i_0
\end{aligned}\right\} \qquad (45)$$

Damit ist die Aufgabe, für die dynamische Kennlinie einen mathematischen Näherungsausdruck aufzustellen, im Prinzip gelöst. Man hat einfach die Werte von Gl. (45) in Gl. (44) einzusetzen. Bevor dies geschieht, soll Gl. (44) so umgeformt werden, daß ihre Glieder nicht mehr nach Potenzen von $\sin\omega t$, sondern nach den Vielfachen der Frequenz ω geordnet sind. Bekanntlich ist

$$\sin^2\omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t$$

$$\sin^3\omega t = \frac{3}{4}\sin\omega t - \frac{1}{4}\sin 3\omega t$$

$$\sin^4\omega t = \frac{3}{8} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t + \frac{1}{8}\cos 4\omega t$$

Führt man dies in Gl. (44) ein, so ergibt sich

$$i_a = a_0 + a_1\hat{u}_g\sin\omega t + a_2\hat{u}_g^2\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t\right) + \\ + a_3\hat{u}_g^3\left(\frac{3}{4}\sin\omega t - \frac{1}{4}\sin 3\omega t\right) + a_4\hat{u}_g^4\left(\frac{3}{8} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t + \frac{1}{8}\cos 4\omega t\right)$$

Nach dem Ausmultiplizieren der Klammern und beim Ordnen nach den Vielfachen von ω erhält man

$$i_a = a_0 + \frac{1}{2} a_2 \hat{u}_g^2 + \frac{3}{8} a_4 \hat{u}_g^4 + \quad \text{Gleichstromanteil}$$

$$+ \left(a_1 \hat{u}_g + \frac{3}{4} a_3 \hat{u}_g^3 \right) \sin \omega t - \quad \text{unverzerrter Anodenwechselstrom}$$

$$\left. \begin{aligned} &- \left(\frac{1}{2} a_2 \hat{u}_g^2 + \frac{1}{2} a_4 \hat{u}_g^4 \right) \cos 2\omega t - \\ &- \frac{1}{4} a_3 \hat{u}_g^3 \sin 3\omega t + \frac{1}{8} a_4 \hat{u}_g^4 \cos 4\omega t \end{aligned} \right\} \quad \text{verzerrter Anodenwechselstrom}$$

Damit ist aus der Potenzreihe eine Harmonische Reihe von der Form

$$i_a = I_- + i_{a1} \sin \omega t - i_{a2} \cos 2\omega t - i_{a3} \sin 3\omega t + i_{a4} \cos 4\omega t \tag{46}$$

geworden. Die Amplituden der einzelnen Stromkomponenten haben folgende Werte:

$$\left. \begin{aligned} I_- &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 \hat{u}_g^2 + \frac{3}{8} a_4 \hat{u}_g^4 \\ i_{a1} &= a_1 \hat{u}_g + \frac{3}{4} a_3 \hat{u}_g^3 \\ i_{a2} &= \frac{1}{2} a_2 \hat{u}_g^2 + \frac{1}{2} a_4 \hat{u}_g^4 \\ i_{a3} &= \frac{1}{4} a_3 \hat{u}_g^3 \\ i_{a4} &= \frac{1}{8} a_4 \hat{u}_g^4 \end{aligned} \right\} \tag{47}$$

Dies besagt folgendes: Der Anodengleichstrom I_- ist um einen gewissen Richtstrom ΔI größer als der Ruhestrom I_{a-}, der nach Gl. (45) den Wert $a_0 = i_0$ hat (vergleiche ΔI im *Bild 69*). Der „unverzerrte" Anodenwechselstrom i_{a1} weist außer dem Glied $a_1 \hat{u}_g$, das nach Gl. (43) beziehungsweise Gl. (42) dem Ausdruck $S_{dyn} \hat{u}_g$ entspricht, ein von der ungleichmäßigen Kennlinienkrümmung herrührendes Glied $\frac{3}{4} a_3 \hat{u}_g^3$ auf. Die Verzerrungsprodukte nehmen, den Zahlenfaktoren nach, mit der Höhe der Oberschwingung langsam ab. Genaueres hierüber läßt sich allerdings erst sagen, wenn man für die Konstanten $a_0 \ldots a_4$ die für die spezielle Kurve gültigen Stromamplituden $i_{+1} \ldots i_{-1}$ einsetzt und das ganze Formelsystem auswertet. Bei der Einführung von Gl. (45) in Gl. (47) ergibt sich beim Zusammenfassen

$$\left. \begin{aligned} I_- &= \frac{1}{6}(i_{+1} + i_{-1}) + \frac{1}{3}(i_{+0,5} + i_{-0,5}) \\ i_{a1} &= \frac{1}{3}(i_{+1} - i_{-1}) + \frac{1}{3}(i_{+0,5} - i_{-0,5}) \\ i_{a2} &= \frac{1}{4}(i_{+1} + i_{-1}) - \frac{1}{2} i_0 \\ i_{a3} &= \frac{1}{6}(i_{+1} - i_{-1}) - \frac{1}{3}(i_{+0,5} - i_{-0,5}) \\ i_{a4} &= \frac{1}{12}(i_{+1} + i_{-1}) - \frac{1}{3}(i_{+0,5} + i_{-0,5}) + \frac{1}{2} i_0 \end{aligned} \right\} \tag{48}$$

Dieses Gleichungssystem stellt die Beziehungen dar, nach denen man aus den fünf im dynamischen Kennlinienfeld innerhalb des jeweilig vorgesehenen Aussteuerungsbereiches abgegriffenen Stromordinaten die Scheitelwerte der einzelnen Stromkomponenten des Gesamtstromes ermitteln kann. Von hier aus ist es ein kleiner Schritt, aus den Oberschwingungen die Teilklirrfaktoren und den Gesamtklirrfaktor der Schwingung zu berechnen, denn es ist

$$k'_2 = \frac{i_{a2}}{i_{a1}} \qquad k'_3 = \frac{i_{a3}}{i_{a1}} \qquad k'_4 = \frac{i_{a4}}{i_{a1}} \qquad \text{und} \qquad k' = \sqrt{k'^2_2 + k'^2_3 + k'^2_4}$$

3. Ermittlung des Klirrfaktors aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld

Die Konstruktion der dynamischen Kennlinie erfordert verhältnismäßig viel Zeit. Darüber hinaus muß sie recht sorgfältig vorgenommen werden, wenn wegen der Differenzbildungen größere Ungenauigkeiten im Klirrfaktor vermieden werden sollen. Wie es sich gleich zeigen wird, kann – ausgehend vom Gleichungssystem Gl. (48) – der Klirrfaktor auch direkt, ohne irgendeine Umzeichnung, ermittelt werden, wenn man statt der dynamischen I_a/U_g-Kennlinien das I_a/U_a-Kennlinienfeld mit der Widerstandsgeraden benutzt.

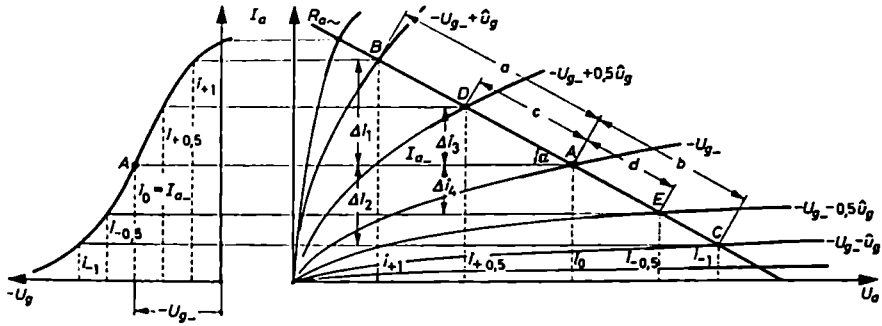


Bild 71. Zur Ermittlung des Klirrfaktors aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld

Im *Bild 71* sind die dynamische Kennlinie und das I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Pentode mit der Widerstandsgeraden gegeben. Das Kennlinienfeld wird zu beiden Seiten des Arbeitspunktes A um $\pm\,\hat{u}_g$ ausgesteuert. Wie *Bild 71* erkennen läßt, können die zur Auswertung des Formelsystems Gl. (48) benötigten Stromordinaten $i_{-1} \cdots i_{+1}$ statt auf der I_a/U_g-Kennlinie auch im I_a/U_a-Kennlinienfeld an den Grenzen und in der Mitte des Stromaussteuerbereiches abgegriffen werden. Zum Beispiel ist i_{-1} gleich der Ordinate des Punktes C oder $i_{+0,5}$ gleich der Ordinate des Punktes D. Unter Benutzung der Bezeichnungen vom *Bild 71* wird zunächst

$$i_{+1} = I_{a-} + \Delta i_1 \qquad i_{-1} = I_{a-} - \Delta i_2 \qquad i_{+0,5} = I_{a-} + \Delta i_3 \qquad i_{-0,5} = I_{a-} - \Delta i_4$$

Führt man dies in Gl. (48) ein, ergibt sich beim Zusammenfassen

$$\left.\begin{aligned} I_- &= I_{a-} + \frac{1}{6}(\Delta i_1 - \Delta i_2) + \frac{1}{3}(\Delta i_3 - \Delta i_4) \\ i_{a1} &= \frac{1}{3}(\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \Delta i_4) \\ i_{a2} &= \frac{1}{4}(\Delta i_1 - \Delta i_2) \\ i_{a3} &= \frac{1}{6}(\Delta i_1 + \Delta i_2) - \frac{1}{3}(\Delta i_3 + \Delta i_4) \\ i_{a4} &= \frac{1}{12}(\Delta i_1 - \Delta i_2) - \frac{1}{3}(\Delta i_3 - \Delta i_4) \end{aligned}\right\} \qquad (49)$$

Damit nehmen die Klirrfaktorformeln folgende Form an:

$$\left.\begin{aligned} k_2' &= \frac{i_{a2}}{i_{a1}} = \frac{3}{4}\,\frac{\Delta i_1 - \Delta i_2}{\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \Delta i_4} \\ k_3' &= \frac{i_{a3}}{i_{a1}} = \frac{\frac{1}{2}(\Delta i_1 + \Delta i_2) - (\Delta i_3 + \Delta i_4)}{\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \Delta i_4} \\ k_4' &= \frac{i_{a4}}{i_{a1}} = \frac{\frac{1}{4}(\Delta i_1 - \Delta i_2) - (\Delta i_3 - \Delta i_4)}{\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \Delta i_4} \end{aligned}\right\} \qquad (50)$$

Die in diesen Ausdrücken auftretenden Differenzen Δi lassen sich durch einen Proportionsansatz oder unter Verwendung von $\sin\alpha$ auch durch entsprechende Abschnitte a, b, c, d auf der Widerstandsgeraden ausdrücken. Nach der Zeichnung ist

$$\Delta i_1 = a\sin\alpha \qquad \Delta i_2 = b\sin\alpha \qquad \Delta i_3 = c\sin\alpha \qquad \Delta i_4 \quad d\sin\alpha$$

Führt man diese Werte in die Klirrfaktorformel Gl. (50) ein, hebt sich im Zähler und Nenner das $\sin\alpha$-Glied heraus und es bleibt

$$\left.\begin{aligned} k_2' &= \frac{3}{4}\,\frac{a-b}{a+b+c+d} \\ k_3' &= \frac{0{,}5\,(a+b)-(c+d)}{a+b+c+d} \\ k_4' &= \frac{0{,}25\,(a-b)+(d-c)}{a+b+c+d} \end{aligned}\right\} \qquad (51)$$

Damit ist das Ziel erreicht, die Klirrfaktoren der ersten drei Oberschwingungen einer Grundschwingung in möglichst einfacher Weise aus dem Kennlinienfeld abzugreifen. Entsprechend der gewählten Aussteuerung hat man lediglich die Abschnitte a und b vom Arbeitspunkt bis zum höchsten und tiefsten Aussteuerungspunkt B beziehungsweise C sowie die Strecken c und d bis zur halben Aussteuerung

auf der Widerstandsgeraden (Punkt D beziehungsweise E) in mm abzumessen und nach Gl. (51) auszuwerten. Dabei ist es völlig einerlei, ob bei der Berechnung ein Klirrfaktor positiv oder negativ herauskommt. Ein Minuszeichen besagt lediglich, daß die betreffende Oberschwingung und Grundschwingung verschiedene Vorzeichen haben; hier interessiert nur der Betrag der Rechnung.
Wie die Ableitung erkennen läßt, sind die Formeln Gl. (51) keine Faustformeln. Sie sind völlig exakt und ohne irgendeine Vernachlässigung, allerdings auf Grund einer Potenzreihenentwicklung aufgestellt, die nach dem 5. Gliede abgebrochen wurde.

4. Wechselstromleistung einer Röhre unter Berücksichtigung der Verzerrungen

Bei der Berechnung der Wechselstromleistung verzerrter Ströme geht man von dem Satz aus, daß die Gesamtleistung gleich der Summe der Einzelleistungen der Stromkomponenten ist. Es gilt

$$P_{\sim} = R_{a1} I_{a1}^2 + R_{a2} I_{a2}^2 + R_{a3} I_{a3}^2 + R_{a4} I_{a4}^2$$

Können die Widerstände $R_{a1} \dots R_{a4}$ als gleich groß und reell angesehen werden, ergibt sich für die resultierende Wirkleistung

$$P_{\sim} = R_a (I_{a1}^2 + I_{a2}^2 + I_{a3}^2 + I_{a4}^2) \tag{52}$$

Unter Berücksichtigung der Klirrfaktoren wird daraus

$$P_{\sim} = R_a I_{a1}^2 \left(1 + k_2'^2 + k_3'^2 + k_4'^2\right) \tag{53}$$

Der Effektivwert I_{a1} der Grundschwingung errechnet sich dabei am besten aus dem Scheitelwert $\hat{\imath}_{a1}$ und er wieder aus Gl. (49); es ist

$$I_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{3} (\Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \Delta i_4) \tag{54}$$

Beispiel 9

Es soll der Klirrfaktor der früher vielbenutzten Leistungstriode AD 1 an Hand des Kennlinienfeldes vom *Bild 72* in dem von den Röhrenfirmen vorgeschlagenen Arbeitspunkt bestimmt werden, und zwar 1) für den optimalen Belastungswiderstand $R_{a\,opt} = 2300\,\Omega$ und 2) für den Fall der Anpassung $R_a = R_i = 670\,\Omega$. Die Gitterwechselspannung habe einen Scheitelwert von $\hat{u}_g = 40$ V. Welche Wechselstromleistung gibt die Röhre in beiden Fällen unter Berücksichtigung der Verzerrungen ab? In alten Röhrenbüchern wird für den Fall optimaler Belastung mit 2300 Ω die Zahl 4,2 W angegeben, allerdings bei $U_{g\sim} = 30$ V oder $\hat{u}_g = 42{,}5$ V. Da sich diese Spannung aber schlecht grafisch abtragen läßt, soll hier mit 40 V Scheitelwert operiert werden. Laut Röhrentabelle liegt der Arbeitspunkt bei $U_{a-} = 250$ V, $U_{g-} = -45$ A und $I_{a-} \approx 60$ mA.
Für $R_a = 2300\,\Omega$ und $\hat{u}_g = 40$ V entnimmt man dem Kennlinienfeld folgende Abschnitte:

$a = 35{,}5$ mm $\quad b = 31{,}5$ mm $\quad c = 17{,}5$ mm $\quad d = 15{,}7$ mm

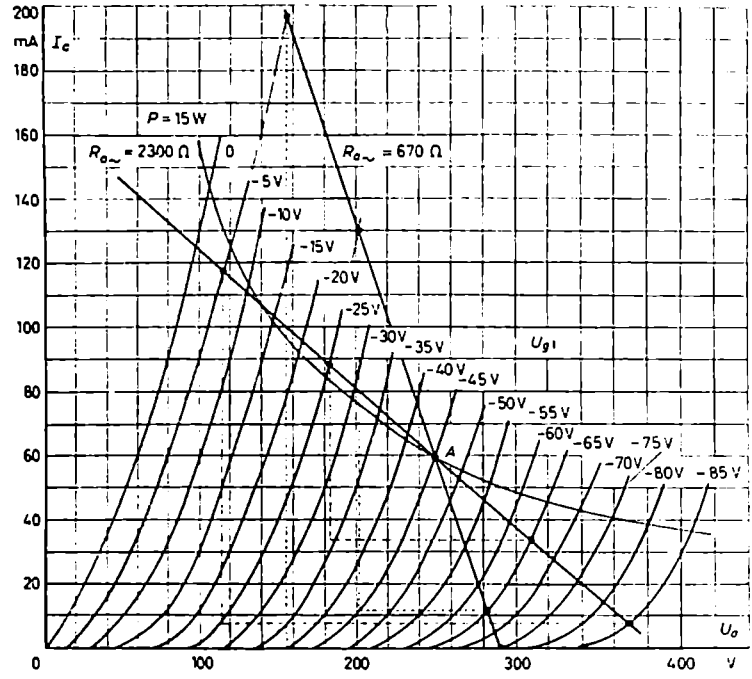


Bild 72. I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Leistungstriode (AD1)

Hiermit ergeben sich nach Gl. (51) die Klirrfaktoren

$$k_2' = \frac{3}{4}\,\frac{35{,}5 - 31{,}5}{35{,}5 + 31{,}5 + 17{,}5 + 15{,}7} = \frac{3}{4}\,\frac{4}{100{,}2} \approx 0{,}03 \qquad 3\,\%$$

$$k_3' = \frac{0{,}5(35{,}5 + 31{,}5) - (17{,}5 + 15{,}7)}{100{,}2} \approx 0{,}003 = 0{,}3\,\%$$

$$k_4' = \frac{0{,}25(35{,}5 - 31{,}5) + (15{,}7 - 17{,}5)}{100{,}2} \approx (-)0{,}008 = 0{,}8\,\%$$

und

$$k_{ges}' = \sqrt{3^2 + 0{,}3^2 + 0{,}8^2}\,\% = 3{,}1\,\%$$

Für die Berechnung der Leistung benötigt man den Effektivwert der Grundschwingung. Nach Gl. (54) ist, wenn man die Δi-Werte aus dem Kennlinienfeld zu

$$\Delta i_1 + \Delta i_2 = 110\,\text{mA} \qquad \text{und} \qquad \Delta i_3 + \Delta i_4 = 55\,\text{mA}$$

abgreift,

$$I_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{1}{3}\,(110 + 55)\,\text{mA} = 38{,}9\,\text{mA} \approx 0{,}039\,\text{A}$$

Dem entspricht nach Gl. (53) eine Gesamtwechselstromleistung von

$$P_{\sim} = 2300\,\Omega \cdot 0{,}039^2\,\mathrm{A}^2 (1 + 0{,}03^2 + 0{,}003^2 + 0{,}008^2)$$

oder

$$P_{\sim} = 3{,}5\,\mathrm{W}$$

Wie man aus den Zahlenwerten in der Leistungsformel sieht, ist der Leistungsbeitrag der Oberschwingungen verschwindend klein. Die errechnete Leistung von 3,5 W ist praktisch die Leistung der Grundschwingung allein. Die hier ermittelten 3,5 W sind kleiner als die in den Röhrentabellen genannte Zahl von 4,2 W. Ein Teil der Differenz erklärt sich aus der geringeren Aussteuerung mit $\hat{u}_g = 40$ V statt 42,4 V. Beachtet man, daß sich die Leistungen wie die Quadrate der Spannungen verhalten, kann man sagen, daß das vorliegende Beispiel bei $\hat{u}_g = 42{,}5$ V etwa 3,5 W · $(42{,}5/40)^2 = 3{,}95$ W ergeben haben würde.

Für $R_a = R_i = 670\,\Omega$ liefert das Diagramm folgende Abschnittslängen:

$$a = 58{,}3\ \mathrm{mm} \qquad b = 25\ \mathrm{mm} \qquad c = 30\ \mathrm{mm} \qquad d = 20\ \mathrm{mm}$$

Damit wird

$$k_2' = \frac{3}{4} \cdot \frac{58{,}3 - 25}{58{,}3 + 25 + 30 + 20} = \frac{3}{4} \cdot \frac{33{,}3}{133{,}3} = 0{,}187 = 18{,}7\,\%$$

$$k_3' = \frac{0{,}5\,(58{,}3 + 25) - (30 + 20)}{133{,}3} = 0{,}063 = 6{,}3\,\%$$

$$k_4' = \frac{0{,}25\,(58{,}3 - 25) + (20 - 30)}{133{,}3} = 0{,}012 = 1{,}2\,\%$$

und

$$k_{ges}' = \sqrt{18{,}7^2 + 6{,}3^2 + 1{,}2^2}\,\% = 19{,}8\,\%$$

Wie der Vergleich der Klirrfaktoren bei $R_a = 2300\,\Omega$ und $R_a = R_i = 670\,\Omega$ zeigt, liegt k' im ersten Fall noch mit Sicherheit innerhalb der zulässigen Grenzen, während er im zweiten Fall das zulässige Maß weit überschreitet. Hinsichtlich der Leistung wird mit den aus dem Kennlinienfeld abgegriffenen Abschnitten

$$\Delta i_1 + \Delta i_2 = 197\,\mathrm{mA} \qquad \text{und} \qquad \Delta i_3 + \Delta i_4 = 118{,}5\,\mathrm{mA}$$

zunächst

$$I_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{3} \cdot (197 + 118{,}5)\,\mathrm{mA} = 74{,}3\,\mathrm{mA} = 0{,}0743\,\mathrm{A}$$

Dem entspricht eine Leistung von

$$P_{\sim} = 670\,\Omega \cdot 0{,}0743^2\,\mathrm{A}^2 (1 + 0{,}187^2 + 0{,}063^2 + 0{,}012^2)$$

oder

$$P_{\sim} \approx 3{,}8\,\mathrm{W}$$

Man erkennt, daß trotz der theoretischen Anpassung die Leistung kaum größer als bei Abschluß mit dem klirrfaktormäßig günstigeren Widerstand von 2300 Ω ist. Das hängt mit den starken Verzerrungen zusammen, die im Anpassungsfall auftreten. Würde man untersuchen, bei welchem Widerstand die Röhre im stark ausgesteuerten Betrieb die größte Leistung abgibt, käme man auf einen Widerstand von etwa $1{,}5 \cdots 2\,R_i$.

Aufgabe 22

Ermittle aus dem im *Bild 62* wiedergegebenen Kennlinienfeld der EL 95 für eine Gitterwechselspannung von $\hat{u}_g = 5$ V und die drei Belastungswiderstände $R_{a\sim} = 6{,}7$ kΩ, 10 kΩ und 12 kΩ die zu erwartenden Klirrfaktoren $k'_2 \ldots k'_4$ und die Wechselstromleistungen. Der Arbeitspunkt liege auf der Grenzleistungskurve bei $U_{g-} = -9$ V ($I_{a-} \approx 24$ mA, $U_{a-} \approx 240$ V). Welcher Widerstand ist hinsichtlich des Klirrfaktors am günstigsten, welcher hinsichtlich der Leistung? Welcher Widerstand wäre für die Anwendung vorzuschlagen? Vergleiche die hier unter Berücksichtigung der Verzerrungen ermittelte Leistung mit der in *Aufgabe 21*. Welche Werte gibt die Röhrentabelle für $R_{a\,opt}$, $P_\sim$, k' an? Warum können diese Angaben hier nicht nachgeprüft werden?

(Antwort:

$R_{a\sim} =$ 6,7 kΩ:	$k'_2 \approx 4{,}6$ %	$k'_3 \approx 3{,}3$ %	$k'_4 \approx 1{,}8$ %	$I_{a\sim} \approx 15{,}9$ mA	$P_\sim \approx 1{,}7$ W
= 10 kΩ:	0,8 %	5,9 %	2,2 %	14,4 mA	2,08 W
= 12 kΩ:	4,1 %	6,4 %	1,9 %	13,4 mA	2,17 W)

Aufgabe 23

Im *Bild 73* ist das Kennlinienfeld der Leistungspentode EL 84 gegeben. Die Röhrentabelle gibt für den Arbeitspunkt $U_a = 250$ V, $U_{g2} = 250$ V, $U_{g1} = -7{,}3$ V, $I_a = 48$ mA an, daß der Rohre hier bei einem Anodenwiderstand von $R_{a\sim} = 4{,}5$ kΩ und einer Gitter-

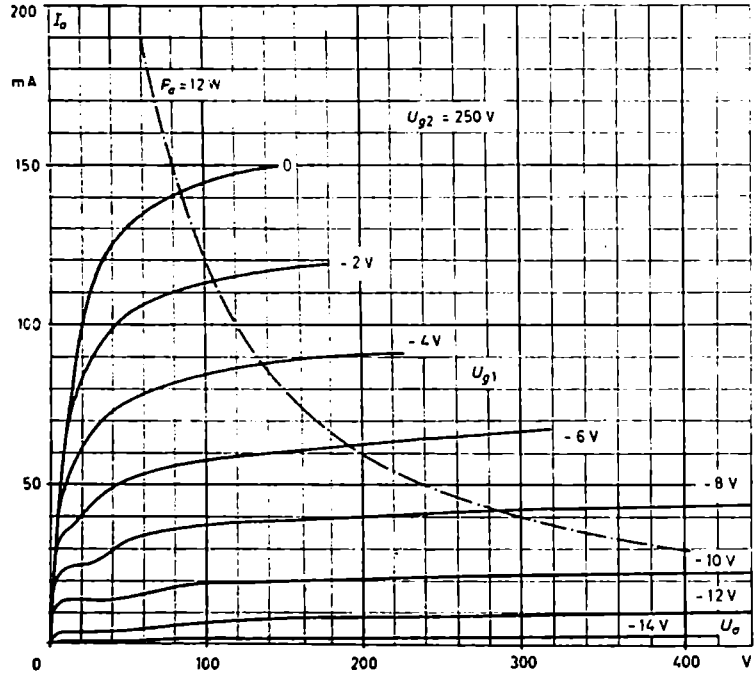


Bild 73. I_a/U_a-Kennlinienfeld der Leistungspentode EL 84

wechselspannung von $U_{g\sim} = 4{,}4\ \mathrm{V} \triangleq \hat{u}_g = 6{,}2\ \mathrm{V}$ eine Wechselstromleistung von 5,7 W bei einem Klirrfaktor von 10% entnommen werden kann. Sie gibt ferner an, daß sich bei Aussteuerung wegen der Verzerrungen der Anodenruhestrom der Röhre von $I_{a\_} = 48\ \mathrm{mA}$ auf $I_{\_} = 50{,}6\ \mathrm{mA}$ erhöht.

Prüfe nach möglichst sorgfältigem Einzeichnen von Hilfskennlinien, ob sich die obigen Werte, nämlich $k'_{2,3}$, $P'_{\sim}$ und $I_{\_}$ (Gl. 49), auch aus den vorliegenden Kennlinien ergeben. In welcher Richtung müßte man R_a ändern, damit der Klirrfaktor k'_2 kleiner wird? Wie groß ist der Röhrenwirkungsgrad und wie liegt er hier im Vergleich zu den allgemeinen Angaben für Pentoden im Abschnitt A.II.11.b)?

(Antwort: $k'_2 = 3\%$, $k'_3 = 10{,}1\%$, $k'_4 = 2{,}7\%$, $k'_{2,3} = 10{,}8\%$, $I_{a1} = 35{,}6\ \mathrm{mA}$, $P_{\sim} = 5{,}7\ \mathrm{W}$, $I_{\_} = 51{,}3\ \mathrm{mA}$, $\eta = 47{,}5\%$.)

5. Allgemeine Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Leistung und dem Anodenwiderstand

Untersucht man den grundsätzlichen Zusammenhang zwischen dem Klirrfaktor, der Wechselstromleistung und den Schaltgrößen, vornehmlich dem Anodenwiderstand, erhält man für Trioden und Pentoden die in den *Bildern 74* bis *77* dargestellten Abhängigkeiten. Im *Bild 74* ist der Klirrfaktor als Funktion der abge-

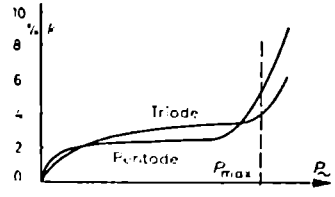


Bild 74. Klirrfaktor von Trioden und Pentoden in Abhängigkeit von der entnommenen Leistung

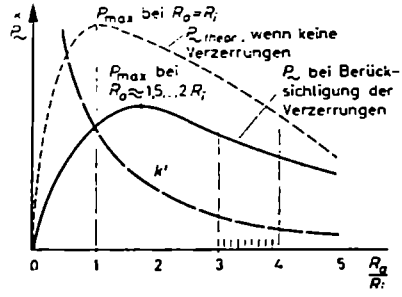


Bild 75. Klirrfaktor und Leistung einer Triode in Abhängigkeit vom Verhältnis des Anodenwiderstandes zu ihrem Innenwiderstand

gebenen Leistung aufgetragen. Das Bild läßt erkennen, daß der Klirrfaktor von Pentoden im Bereich unterhalb der maximalen Nennleistung etwas kleiner als der von Trioden ist. Pentoden sind jedoch in bezug auf die Überschreitung der Nennleistung, das heißt in bezug auf Übersteuerungen, empfindlicher. Die Klirrfaktorkurve einer Pentode steigt jenseits der Grenze steiler an als die einer Triode.

Bild 75 zeigt den Klirrfaktor und die Leistung einer Triode in Abhängigkeit vom Verhältnis des Anodenwiderstandes zum Innenwiderstand. Den Kurven entnimmt man, daß die Verzerrungen um so kleiner werden, je größer R_a im Verhältnis zu R_i ist. Allerdings geht dabei die abgegebene Leistung zurück, weil man sich vom Fall der Anpassung entfernt. In der Praxis wählt man – wenn man überhaupt noch

Trioden benutzt – als Kompromißlösung den Außenwiderstand drei- bis viermal größer als den Innenwiderstand. Man macht

$$R_a = (3 \cdots 4)\, R_i \qquad \text{bei Leistungstrioden}$$

In diesem Fall sind die Verzerrungen bereits wesentlich zurückgegangen, ohne daß der Leistungsrückgang zu groß geworden wäre. Eine vollausgesteuerte Triode gibt wegen der Strom- und Spannungsverzerrungen bei Anpassung sowieso nicht mehr

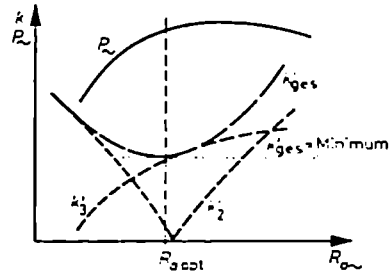


Bild 76. Klirrfaktor und Leistung einer Pentode in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand

ihre dort theoretisch mögliche Leistung ab. Vergleiche hierzu die Leistung einer AD 1 bei Anpassung im *Beispiel 9*. Das Leistungsmaximum einer vollausgesteuerten und mit stärkeren Verzerrungen arbeitenden Triode liegt, wie *Bild 75* veranschaulicht, nicht mehr bei $R_a = R_i$, sondern bei $R_a \approx 1{,}5 \cdots 2\, R_i$. Der Grund für die Abnahme des Klirrfaktors mit der Vergrößerung von R_a liegt, grafisch ausgedrückt,

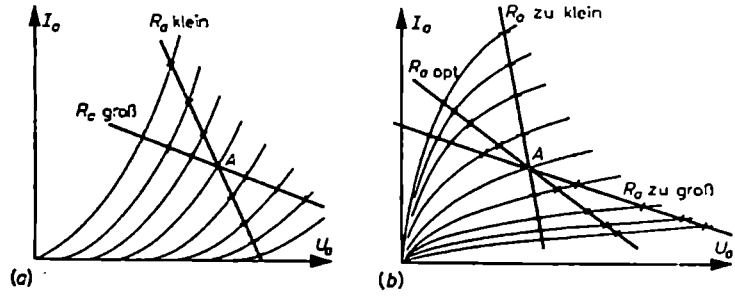


Bild 77 (a und b). Zur Erklärung der Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Größe des Anodenwiderstandes

darin, daß die Widerstandsgerade um so flacher verläuft, je größer R_a ist. Je flacher aber die Widerstandsgerade im Kennlinienfeld liegt (*Bild 77a*), desto mehr meidet sie die unteren, stärker gekrümmten Kennlinienteile, desto gleichmäßiger werden die Abstände der einzelnen Kennlinien auf ihr und desto kleiner wird der Klirrfaktor.

Bild 76 zeigt die Verhältnisse an einer Pentode. Die Abbildung läßt erkennen, daß der Gesamtklirrfaktor k'_{ges} bei einem ganz bestimmten Wert von R_a ein Minimum hat. Dasselbe Ergebnis lieferte auch die *Aufgabe 22* für die EL 95-Klirrfaktoren.

Dies hängt damit zusammen, daß der Klirrfaktoranteil k_2' der 2ω-Oberschwingung bei einem bestimmten Außenwiderstand minimal klein ist, oberhalb und unterhalb davon jedoch stark steigt. Da andererseits k_3' mit zunehmendem R_a ständig ansteigt, muß es für R_a einen optimalen Wert $R_{a\,opt}$ geben, bei dem der Gesamtklirrfaktor ein Minimum durchläuft. Grafisch liegt die Ursache für das Verschwinden der quadratischen Verzerrung darin, daß, wie *Bild 77(b)* veranschaulicht, bei bestimmter Neigung der Widerstandsgeraden eine symmetrische Aussteuerung des Kennlinienfeldes erfolgt: Die Abstände der Schnittpunkte der Kennlinien mit der Widerstandsgeraden ändern sich vom Arbeitspunkt aus nach beiden Seiten gleichmäßig; sie werden zwar enger, aber gleichmäßig enger. Die dynamische Kennlinie würde die Form eines symmetrischen „S" annehmen. Nach *Bild 69(b)* tritt in diesem Fall nur die 3ω-Oberschwingung auf.

Der Wert des günstigsten Außenwiderstandes, für den im allgemeinen auch die Leistungsverhältnisse noch recht brauchbar sind, ist in den Röhrentabellen angegeben. Nach einer Faustformel erhält man ihn angenähert dadurch, daß man die Anodengleichspannung U_{a-} des Arbeitspunktes durch den Anodengleichstrom I_{a-} dividiert:

$$R_{a\,opt} = \frac{U_{a-}}{I_{a-}} \qquad \text{bei Pentoden} \tag{55}$$

Vergleiche hierzu Gl. (124). Da sich der wirksame Außenwiderstand bei Ausgangsschaltungen mit Lautsprechern oder anderen induktiven Belastungen in der Regel so ändert, daß er mit zunehmender Frequenz steigt, weisen bei Pentoden die höheren Frequenzen stärkere Verzerrungen als die tiefen auf; bei Trioden ist es umgekehrt.

Die Verzerrungen spielen in den Endstufen sogenannter Kraftverstärker eine große Rolle. Bei möglichst hoher Leistungsabgabe sollen Kraftverstärker einen bestimmten Klirrfaktor nicht überschreiten. Die Eingangsstufen von Verstärkern sind in der Regel in bezug auf den Klirrfaktor unkritisch, da die Gitterwechselspannungen dieser Stufen so gering sind, daß für sie die Röhrenkennlinien als geradlinig angesehen werden können. Etwas kritischer sind Regelröhren, da sie auch in den unteren Knickpunkten der Kennlinien ausgesteuert werden. Dort werden sie sogar besonders stark ausgesteuert, da hierin die Regelwirkung besteht. Außer durch richtige Wahl des Anodenwiderstandes wird der Klirrfaktor von Endstufen heutzutage vor allem durch Anwendung der Gegenkopplung kleingehalten. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit zur Benutzung von Gegentaktschaltungen (Abschnitt B.III.8.a und 9.a).

B. Röhrenverstärker

I. Überblick

Die Anwendungsmöglichkeiten der Elektronenröhren sind äußerst vielgestaltig. Ohne Zweifel ist ihr wichtigstes Anwendungsgebiet die Verstärkertechnik. Dieses Gebiet ist wiederum so groß, daß man es nach bestimmten Prinzipien einteilen muß, wenn man den Einsatz der Röhre und die Bemessung der ganzen Schaltung übersichtlich behandeln will.

Je nach dem Frequenzgebiet, und damit zusammenhängend nach der zu übertragenden Bandbreite, unterscheidet man

Gleichstrom- und Gleichspannungsverstärker
Niederfrequenzverstärker
Breitbandverstärker
Hochfrequenzverstärker

Die Gleichstrom- und Gleichspannungsverstärker haben die Aufgabe, kleine und ganz langsame Strom- oder Spannungsschwankungen in große Gleichstrom- oder Gleichspannungsschwankungen umzusetzen. Sie werden vor allem in der Meß- und Regeltechnik benötigt. Vielfach, so zum Beispiel in der Oszillografentechnik, soll ihr Frequenzbereich gleichzeitig bis zu den sehr hohen Frequenzen um 10···100 MHz reichen, so daß sie in diesem Fall mit zu den Breitbandverstärkern zu zählen sind. Das Charakteristische eines Gleichstromverstärkers liegt darin, daß er keine Blindwiderstände hat; vor allem liegen zwischen den einzelnen Röhrenstufen keine Koppelkondensatoren.

Niederfrequenzverstärker sollen die normalen Sprach- und Musikfrequenzbänder verstärken. Je nach den Anforderungen an die Natürlichkeit und Verständlichkeit der Übertragung schwankt das erforderliche Frequenzband zwischen etwa 300 bis 5000 Hz für Personenrufanlagen, Kommandogeräte, Fernsprechanlagen und etwa 50···10000 Hz für gute Musikübertragungsanlagen. Verstärkeranlagen, deren Qualität mit „UKW-Qualität" oder „High-Fidelity" (Hi-Fi-Geräte) bezeichnet wird, deren Übertragung völlig naturgetreu sein und den höchsten Anforderungen genügen soll, arbeiten auf einem Frequenzband von etwa 30 Hz···20000 Hz.

Breitbandverstärker werden für den trägerfrequenten Nachrichtenverkehr sowie in der Drahtfunk- und Fernsehtechnik benötigt. Sie müssen sehr breite Frequenzbänder von teilweise 10 Hz bis zu mehreren Megahertz übertragen und dabei völlig verzerrungsfrei arbeiten. NF-Verstärker und Breitbandverstärker heißen auch, weil sie ein breites Band ohne Bevorzugung einzelner Frequenzen verstärken, „aperio-

dische" Verstärker. Hochfrequenz- oder Resonanzverstärker sind im Gegensatz dazu „selektive" Verstärker. Sie haben, bedingt durch die Verwendung von Schwingkreisen und Bandfiltern, einen im Vergleich zur Höhe der Frequenzen sehr schmalen Übertragungsbereich. Durch die Beschränkung auf einen engen Frequenzbereich lassen sich in ihnen sehr hohe Verstärkungsziffern je Röhrenstufe erreichen.

Je nach der Art der Kopplung der einzelnen Röhrenstufen werden innerhalb der obenangegebenen Verstärkergruppen unterschieden

Verstärker mit galvanischer Kopplung
Verstärker mit *RC*-Kopplung
Verstärker mit *LC*-Kopplung
Verstärker mit Übertragerkopplung
Verstärker mit Schwingkreis- oder Bandfilterkopplung

Verstärker mit galvanischer Kopplung findet man bei den Gleichstromverstärkern (*Bild 78*). Zur Vermeidung jeglicher Zeitkonstante wird die Kopplung zweier

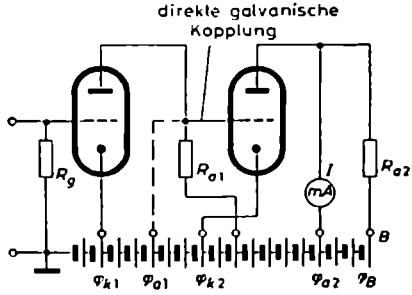


Bild 78. Galvanische Kopplung zweier Röhrenstufen (Prinzip eines Gleichspannungsverstärkers)

Röhrenstufen ohne Koppelkondensatoren durchgeführt. Die Anode der ersten Röhre wird direkt mit dem Gitter der zweiten verbunden. Dies bedingt aber, daß die Katode der zweiten Röhre, damit das Steuergitter ihr gegenüber negativ vorgespannt ist, auf ein Potential φ_{k2} gelegt werden muß, das höher (positiver) als das der Anode der Vorröhre ist. Die Anodenspannung für die zweite Röhre, die der Anode über den Widerstand R_{a2} zugeführt wird, ist auf die vorangegangenen Batteriespannungen aufzustocken; dadurch ergibt sich eine insgesamt sehr hohe Speisespannung. Liegt von der zweiten Röhre der Arbeitspunkt fest, sind also U_{a2}, U_{g2} und I_{a2} bekannt, so läßt sich der Spannungsfall über R_{a2} berechnen. Die Spannungsquelle muß dann im Punkt B das Potential

$$\varphi_B = \varphi_{k2} + U_{a2} + U_{R_{a2}}$$

erhalten. Wird der Strommesser I an seinem unteren Anschlußpunkt fest auf das Ruhepotential $\varphi_{a2} = \varphi_{k2} + U_{a2}$ der Anode gelegt, so ist er im nichtausgesteuerten Zustand des Verstärkers stromlos. Er zeigt dann nur die Änderungen der Eingangsspannung an, und zwar in verstärktem Maße (Abschnitt B.VI.2.).

Verstärker mit *RC*-Kopplung, häufig auch wegen der Verwendung des ohmschen Widerstandes R_a im Anodenweg Widerstandsverstärker genannt (*Bild 79a*), haben den Vorteil eines breiten Übertragungsbereiches und sehr einfachen Aufbaus, aber den Nachteil, daß am Anodenwiderstand ein großer Gleichspannungsfall auftritt, so daß hohe Batteriespannungen benötigt werden. Diese Verstärker bilden die Grundlage der NF- und Breitbandverstärker.

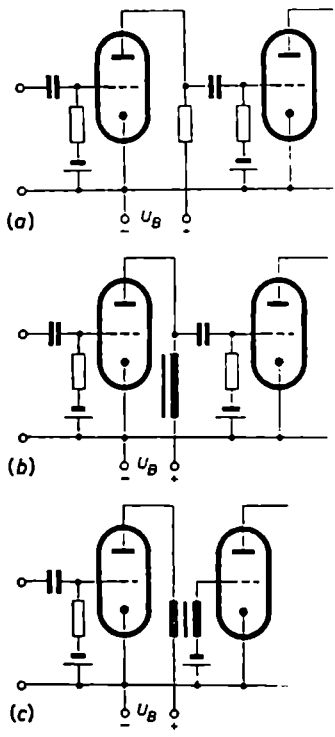


Bild 79. Niederfrequenzverstärker mit (a) *RC*-Kopplung, (b) *LC*-Kopplung und (c) Übertragerkopplung

Der Nachteil einer hohen Spannung der Anodenspeisequelle wird bei den Verstärkern mit Drossel/Kondensator-Kopplung (*Bild 79b*) und Übertragerkopplung (*Bild 79c*) vermieden. Dafür bereitet hier die Frequenzabhängigkeit der Drossel und des Übertragers hinsichtlich der gleichmäßigen Übertragung eines breiten Frequenzbandes Schwierigkeiten.

In den *Bildern 80* (*a* und *b*) ist die Schwingkreis- und Bandfilterkopplung zweier Röhrenstufen wiedergegeben. Diese Kopplungsart mit ihrem schmalen Frequenzbereich kann praktisch nur in den selektiven HF-Verstärkern Anwendung finden. Werden die einzelnen Kreise eines mehrstufigen Verstärkers geschickt gegeneinander verstimmt, so kann solchen Schaltungen eine gewisse Breitbandigkeit erteilt und ihnen dadurch Einsatzmöglichkeiten in der Trägerfrequenztechnik verschafft werden.

Je nach dem Verstärkungsproblem unterscheidet man

Vorverstärker oder Spannungsverstärker
Leistungsverstärker oder Kraftverstärker
Sendeverstärker

Die Vorverstärker sind reine Spannungsverstärker; sie haben nicht die Aufgabe, Wechselstromleistungen zu erzeugen. Sie sollen die Eingangsspannung nur so weit verstärken, daß damit die Endstufe eines Leistungsverstärkers ausgesteuert werden kann. Bei ihnen spielen das Rausch-, Brumm- und Klingproblem sowie die Anpassung des Verstärkereinganges an die Signalquelle eine große Rolle. Sie müssen sich in ihrer Verstärkung und gegebenenfalls in ihrem Frequenzgang (Tiefen- und Höhenanhebung oder -absenkung) regeln lassen.

Leistungs- oder Kraftverstärker sind Verstärker für mittlere bis große Ausgangsleistungen; sie werden beispielsweise in elektroakustischen Übertragungsanlagen benötigt. Bei ihnen handelt es sich darum, ohne Überschreiten eines höchstzulässigen Klirrfaktors bestimmte große Ausgang-leistungen zu erzielen. Die Gitterwechselspannung ihrer Endröhren ist so groß, daß die Kennlinien dieser Röhren stets weit über den geradlinigen Teil hinaus bis in das Krümmungsgebiet hinein ausgesteuert werden. Dadurch entstehen starke Verzerrungen, denen man durch günstige Bemessung des Anodenwiderstandes, durch Anwendung der Gegenkopplung und eventuell durch Übergang auf Gegentaktbetrieb begegnen muß.

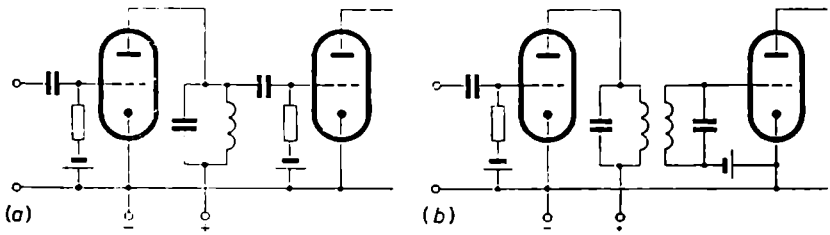


Bild 80. Hochfrequenzverstärker (a) mit Schwingkreis/Kondensator-, (b) mit Bandfilter-Kopplung

Sendeverstärker sind Hochfrequenzverstärker, die nur ein schmales Frequenzband, nämlich den Träger mit seinen beiden Seitenbändern, zu verstärken haben. Die Verzerrungsfreiheit ist hier nicht mehr die Hauptsache, da die bei der Verstärkung entstehenden Oberschwingungen durch nachfolgende Sieb- und Abstimmittel wieder unterdrückt werden können. Das Hauptproblem der Sendeverstärker besteht darin, die geforderte Wechselstromleistung mit möglichst hohem Wirkungsgrad aufzubringen. Je höher der Wirkungs-grad ist, je geringer also die Anodenverlustleistungen im Vergleich zur Nutzleistung sind, mit desto kleineren Röhren kann die Endstufe ausgelegt werden. Die Endröhren von Sendeverstärkern werden bis weit in das Gebiet positiver Gitterspannungen hinein ausgesteuert. Ihr Arbeitspunkt liegt im Ruhezustand häufig bei starken negativen Vorspannungen im Sperrgebiet der Röhre (C-Betrieb). Die Aussteuerung ins positive Gitterspannungsgebiet bedeutet, daß die Steuerung nicht mehr leistungslos erfolgt. Diese gitterseitige Steuerleistung muß von der vorgeschalteten Verstärkerstufe, der sogenannten Treiberstufe, aufgebracht werden.

Das gesamte Gebiet der Röhrenverstärker kann im folgenden keineswegs erschöpfend behandelt werden. Die Untersuchungen beschränken sich vorwiegend darauf, festzustellen, wie in Hinsicht auf Frequenzgang, Klirrfaktor und Leistungsabgabe die Schaltelemente der einzelnen Röhrenstufen und des ganzen Verstärkers zu bemessen sind. Einen verhältnismäßig breiten Raum werden dabei die Gegenkopplungsschaltungen einnehmen. Die Gegenkopplung stellt das Allheilmittel gegen die verschiedenen Unzulänglichkeiten dar, die ein einfacher Verstärker aufweist. Sie linearisiert den Frequenzgang des Verstärkers, verbessert seinen Klirrfaktor, stabi-

lisiert ihn gegen die Einflüsse von Belastungs- und Netzschwankungen oder Alterungserscheinungen der Röhren und ermöglicht eine Änderung des Ein- und Ausgangswiderstandes der Schaltung.

II. Erzeugung der Gittervorspannungen

1. Automatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch Katodenwiderstände

In den bisherigen Schaltungen wurde die negative Gittervorspannung der Einfachheit halber einer kleinen Gitterbatterie entnommen. In modernen Geräten wird keine Gitterbatterie mehr verwendet. Statt dessen wird in den meisten Fällen das Verfahren der „automatischen Gittervorspannungserzeugung" durch einen Katodenwiderstand benutzt. Nach *Bild 81* liegt in der Katodenzuleitung ein Wider-

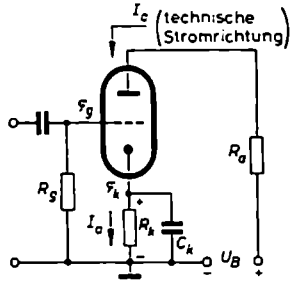


Bild 81. Automatische Erzeugung der Gittervorspannung einer Röhre durch einen Katodenwiderstand R_k

stand R_k. Sein unteres Ende liegt an „Masse" oder „Erde" und damit auf dem Bezugspotential Null. An dieses Ende sind auch der Minuspol der Anodenspeisespannungsquelle U_B sowie über den Gitterwiderstand R_g das Gitter angeschlossen. Da sich zeigen wird, daß das Gitter in dieser Schaltung der Katode gegenüber wirklich eine negative Spannung führt, kann kein Gitterstrom fließen und somit über dem Gitterwiderstand R_g kein Spannungsfall auftreten. Mithin hat das Gitter das gleiche Potential wie der untere Anschlußpunkt von R_k, nämlich das Massepotential Null. Dadurch, daß der Katodenwiderstand vom Anodenstrom I_a durchflossen wird, entsteht an ihm ein Spannungsfall $R_k I_a$, der so gerichtet ist, daß das katodenseitige Ende von R_k positiv gegenüber seinem unteren, auf Erdpotential liegenden Ende ist. Dies bedeutet, daß die Katode gegenüber dem Gitter positiv und damit indirekt das Gitter gegenüber der Katode negativ vorgespannt ist. Eine positive Katodenvorspannung ist identisch mit einer negativen Gittervorspannung. Da unter der Gittervorspannung U_g die Spannung U_{gk} zwischen Gitter und Katode verstanden wird und sie gleich dem Unterschied $\varphi_g - \varphi_k$ der Potentiale von Gitter und Katode ist, kann man mathematisch schreiben

$$U_g = U_{gk} = \varphi_g - \varphi_k = 0 - (+ R_k I_a)$$

oder

$$U_g = - R_k I_a$$

Man sieht, mit Hilfe eines Katodenwiderstandes kann sich jede Röhre ihre Gittervorspannung selbst erzeugen. Man muß den Katodenwiderstand nur so bemessen, daß das Produkt seines Widerstandswertes mit dem Anodengleichstrom die gewünschte Vorspannung ergibt.

Bei Mehrgitterröhren bestimmt nicht der Anodenstrom I_a allein, sondern der gesamte Emissionsstrom $I_e = I_a + I_{g2}$, der in der Katodenleitung auch Katodenstrom I_k genannt wird, die Vorspannung. Damit eine Vorspannung U_g entsteht, muß

$$R_k = \frac{U_g}{I_k} = \frac{U_g}{I_a + I_{g2}}$$

sein. Die automatische Gittervorspannungserzeugung hat den Vorteil, daß sie den Arbeitspunkt und damit die Steilheit und Verstärkung der Röhre bei Netzspannungsschwankungen stabilisiert. Nimmt beispielsweise die Anodenspannung U_a, wie im *Bild 82* dargestellt ist, um ΔU_a auf den Wert $U_a - \Delta U_a$ ab, so würde bei fester Gittervorspannung aus einer Batterie der Arbeitspunkt von A nach A'' gleiten, das heißt in ein Gebiet wesentlich kleinerer Steilheit. Dem würde eine Abnahme der Verstärkung entsprechen. Arbeitet die Röhre dagegen mit automatischer Gittervorspannung, so wird bei einer Anodenspannungsabnahme ebenfalls der Anodenstrom zurückgehen. Seine Änderung wird sich aber in geringeren Grenzen halten, denn der kleinere Anodenstrom hat einen kleineren Spannungsfall am Katodenwiderstand und damit eine Verringerung der Gittervorspannung zur Folge. Dies bedeutet aber, daß sich der Arbeitspunkt nicht nach A'', sondern etwas höher nach A' hin verschiebt. Zur genauen Auffindung des neuen Arbeitspunktes A' wird in das I_a/U_g-Kennlinienfeld die Widerstandsgerade des Katodenwiderstandes eingezeichnet. Ähnlich den Verhältnissen im Anodenkreis muß A' einmal auf der für das neue $U_a' = U_a - \Delta U_a$ gültigen Kennlinie liegen, zum anderen muß A' auf der Widerstandsgeraden R_k liegen. Diese Gerade gibt an, auf welchen Wert sich die Spannung an R_k und damit die Vorspannung U_g ändert, wenn sich I_a ändert. Wie *Bild 82* erkennen läßt, ist bei automatischer Gittervorspannung die tatsächliche Anodenstromänderung $\Delta I'$ kleiner als das $\Delta I''$ im Fall konstanter Gittervorspannung.

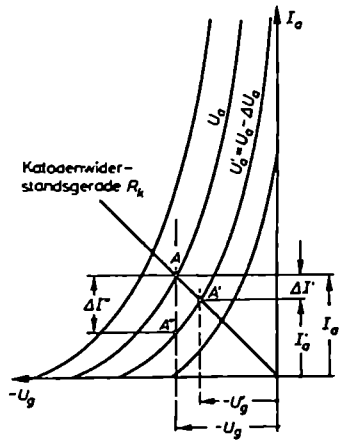


Bild 82. Zur stabilisierenden Wirkung der automatischen Gittervorspannung auf die Lage des Arbeitspunktes einer Röhre bei schwankender Anodenspannung

Beim Aufsuchen des Arbeitspunktes von Röhren, die mit automatischer Vorspannung arbeiten, muß strenggenommen berücksichtigt werden, daß die wahre Anodenspannung – also die Spannung zwischen Anode und Katode – um den Span-

nungsfall an R_k, das heißt um den Betrag der Gittervorspannung, kleiner als in den bisherigen Fällen mit gesonderter Gitterbatterie ist. Ohne Katodenwiderstand ist rechnerisch $U_{c\_} = U_B - U_{R_c\_}$; mit Katodenwiderstand gilt, wenn man die Katodenspannung $I_{k\_} R_k$ mit $U_{k\_}$ bezeichnet, $U_{a\_} = U_B - (U_{R_c\_} + U_{k\_})$. Wird der Arbeitspunkt grafisch ermittelt, muß der Konstruktion der Gleichstromwiderstandsgeraden im I_a/U_a-Diagramm strenggenommen ebenfalls der Wert $R_a + R_k$ zugrunde gelegt werden; dies vor allem dann, wenn es sich um hohe Gittervorspannungen handelt, wie sie zum Beispiel Endtrioden verlangen. Bei Vorverstärkern mit ihren kleinen Gittervorspannungen und hohen Anodenwiderständen kann R_k gegenüber R_a meistens vernachlässigt werden.

Ähnlich liegen die Verhältnisse hinsichtlich der Wechselstromvorgänge. Solange der Katodenwiderstand nicht durch einen Kondensator überbrückt ist, hat die Wechselstromwiderstandsgerade im I_a, U_a-Kennlinienfeld den Wert $R'_{a\sim} = R_a + R_k$.

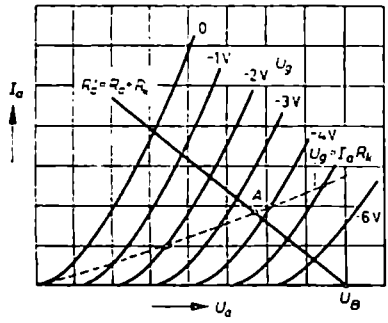


Bild 83. Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes, wenn R_a, R_k und U_B gegeben sind

Von der im Diagramm abgegriffenen Wechselspannung wird aber nur der an R_a liegende Bruchteil an die nächste Röhre weitergegeben. In der Praxis ist es meistens so, daß der Katodenwiderstand für die Wechselströme durch einen Kondensator überbrückt und diese $R_k C_k$-Kombination so bemessen ist, daß sie keinen merklichen Wechselstromwiderstand hat. Dann ist bei der grafischen Untersuchung der Wechselstromvorgänge nur mit R_a als anodenseitigem Belastungswiderstand zu rechnen und dementsprechend der Konstruktion der Wechselstromwiderstandsgeraden nur der Wert R_a zugrunde zu legen.

Sind weder U_g, I_a noch U_g, sondern nur die Ohmwerte der Widerstände R_a und R_k sowie die Batteriespannung U_B bekannt, findet man nach *Bild 83* den sich einstellenden Arbeitspunkt A dadurch, daß man den Schnittpunkt der Anodenwiderstandsgeraden $R'_a = R_a + R_k$ mit der schwachgekrümmten, punktweise zu konstruierenden Kurve $U_g = I_a R_k$ zum Schnitt bringt.

Wie aus der Grundschaltung im *Bild 81* hervorgeht, werden die Katodenwiderstände durch Kondensatoren genügender Größe überbrückt. Geschieht dies nicht, so ruft der Anodenwechselstrom am Katodenwiderstand eine Wechselspannung $u_{k\sim} = R_k i_{a\sim}$ hervor, um die das Katodenpotential hin- und herschwankt. Die Phasenverhältnisse zwischen der Eingangswechselspannung $u_{e\sim}$ und der Katoden-

wechselspannung $u_{k\sim}$ sind dabei, wie im *Bild 84* dargestellt ist, so, daß $u_{k\sim}$ der angelegten Eingangsspannung $u_{e\sim}$ entgegenwirkt. Die zwischen Gitter und Katode resultierend wirksame Wechselspannung $u_{g\sim}$ ist um $u_{k\sim}$ kleiner als $u_{e\sim}$. Nimmt beispielsweise $u_{e\sim}$ positiv zu, so wachsen $i_{a\sim}$ und damit auch $u_{k\sim} = i_{a\sim} R_k$. Wird

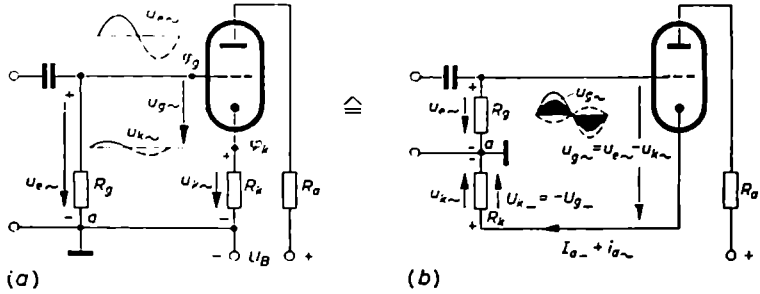


Bild 84. Zum Nachweis des Rückganges der resultierenden Steuerwechselspannung bei nichtüberbrücktem Katodenwiderstand. (a) Normales Schaltbild; (b) Schaltung so gezeichnet, daß man deutlich die Gegeneinanderschaltung von $u_{e\sim}$ und $u_{k\sim}$ erkennt

nun der Punkt a durch Erdung auf konstantem Potential gehalten, so wachsen ihm gegenüber gleichzeitig sowohl das Gitterwechselpotential $\varphi_g = u_{e\sim}$ als auch das Katodenpotential $\varphi_k = u_{k\sim}$ positiv an. Da die resultierende Gitterwechselspannung $u_{g\sim}$ gleich dem Potentialunterschied von Gitter und Katode ist, ergibt sich

$$u_{g\sim} = \varphi_g - \varphi_k = u_{e\sim} - u_{k\sim}$$

Ein Verlust an Steuerspannung kann nur vermieden werden, wenn man durch Parallelschalten eines genügend großen Kondensators zu R_k dafür sorgt, daß sich an der $R_k C_k$-Kombination keine wesentliche Wechselspannung ausbildet. Bei Verstärkern, in denen man einen Verstärkungsüberschuß hat, läßt man C_k manchmal fort oder legt ihn nur über einen Teil von R_k. In diesem Falle findet eine Gegenkopplung – so bezeichnet man den Vorgang, wenn ein Teil der Anodenkreisenergie über den Katodenkreis auf den Gitterkreis zurückwirkt – statt. Man benutzt sie gern zur Verminderung der in der betreffenden Röhre entstehenden Verzerrungen (Abschnitt B.III.8.a).

Der Überbrückungskondensator C_k muß, wenn er auch bei den tiefsten zu übertragenden Frequenzen wirksam sein soll, ziemlich groß sein. Läßt man bei der tiefsten Frequenz f_u einen Verstärkungsverlust von 5% oder etwa 0,5 dB zu, so muß C_k eine Größe haben, die sich aus folgenden zugeschnittenen Größengleichungen berechnet:

bei Pentoden mit $R_a \ll R_i$

$$\frac{C_k}{\mu F} = 500 \frac{S/(mA/V)}{f_u/Hz} \tag{56}$$

bei Trioden

$$\frac{C_k}{\mu F} = 500 \frac{1}{D\left(R_a/k\Omega + R_i/k\Omega\right) f_u/Hz} \tag{57}$$

Häufig wird in den Rundfunkempfängerschaltungen gewählt bei

NF-Verstärkerröhren	$C_k = 4 \cdots 10\ \mu F$
Lautsprecherröhren	$C_k = 10 \cdots 100\ \mu F$
HF-Verstärkerröhren	$C_k = 0{,}02 \cdots 1\ \mu F$

Die Gl. (56) und (57) lassen sich folgendermaßen ableiten:
Ohne Gegenkopplung ist bei reellem R_a

$$\mathfrak{J}_a = S\,\mathfrak{U}_g = S(\mathfrak{U}_e + D\,\mathfrak{U}_a) = S(\mathfrak{U}_g - D\,\mathfrak{J}_a R_a)$$

oder, da hier die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ gleich der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_e$ ist,

$$\mathfrak{J}_a = S(\mathfrak{U}_e - D\,\mathfrak{J}_a R_a)$$

Mit Gegenkopplung setzt sich die wirksame Gitterwechselspannung aus $\mathfrak{U}_e$ und $\mathfrak{U}_k$ zusammen. Wie oben gezeigt wurde, ist $\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_e - \mathfrak{U}_k = \mathfrak{U}_e - \mathfrak{J}_a \mathfrak{Z}_k$.
Hierdurch gilt jetzt

$$\mathfrak{J}'_a = S[\mathfrak{U}_e - \mathfrak{J}'_a \mathfrak{Z}_k - D\,\mathfrak{J}'_a (R_a + \mathfrak{Z}_k)]$$

Der Strich soll die Größen bei Berücksichtigung der Gegenkopplung kennzeichnen. Nach $\mathfrak{J}'_a$ aufgelöst, ergibt sich

$$\mathfrak{J}'_a [1 + S\mathfrak{Z}_k + SD(R_a + \mathfrak{Z}_k)] = S\,\mathfrak{U}_e$$

oder

$$\mathfrak{J}'_a = \frac{S\,\mathfrak{U}_e}{1 + S\mathfrak{Z}_k + SD(R_a + \mathfrak{Z}_k)}$$

Damit nimmt die am Anodenwiderstand R_a auftretende Wechselspannung $\mathfrak{U}'_a$ den Wert an

$$\mathfrak{U}'_a = (-)\mathfrak{J}'_a R_a = (-)\frac{S R_a}{1 + S\mathfrak{Z}_k + SD(R_a + \mathfrak{Z}_k)}\ \mathfrak{U}_e$$

Dies bedeutet, daß die Verstärkung $\mathfrak{v}'$ der Röhrenschaltung bei Gegenkopplung die Größe hat

$$\mathfrak{v}' = (-)\frac{\mathfrak{U}'_a}{\mathfrak{U}_e} = \frac{S R_a}{1 + S\mathfrak{Z}_k + SD(R_a + \mathfrak{Z}_k)}$$

Der reziproke Wert davon lautet

$$\frac{1}{\mathfrak{v}'} = \frac{1 + S\mathfrak{Z}_k + SD(R_a + \mathfrak{Z}_k)}{S R_a} = \frac{1 + SD R_a}{S R_a} + \frac{\mathfrak{Z}_k(1 + D)}{R_a} \qquad (58)$$

Ohne Gegenkopplung würde die Verstärkung beziehungsweise ihr Reziprokwert wegen der reellen Belastung eine Größe haben von

$$\mathfrak{v} = v = \frac{S R_a}{1 + SD R_a} \quad \text{beziehungsweise} \quad \frac{1}{\mathfrak{v}} = \frac{1}{v} = \frac{1 + SD R_a}{S R_a} \qquad (59)$$

Der Vergleich von Gl. (58) und (59) ergibt

$$\frac{1}{\mathfrak{v}'} = \frac{1}{v} + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a}(1 + D) = \frac{1}{v}\left[1 + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a}(1 + D)v\right]$$

Dies läßt sich umformen in

$$\mathfrak{v}' = \frac{v}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a}(1 + D)v}$$

Wenn man den im allgemeinen kleinen Durchgriff D gegenüber Eins vernachlässigt, erhält man angenähert

$$\mathfrak{v}' \approx \frac{v}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a} v} \tag{60}$$

Das Verhältnis $\mathfrak{Z}_k/R_a$, das zugleich das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung $\mathfrak{U}_k$ zu der an die nächste Röhre oder den Verbraucher abgegebenen Spannung $\mathfrak{U}_a'$ darstellt, wird Gegenkopplungsfaktor genannt und mit $\mathfrak{K}$ bezeichnet (Abschnitt B.III.8.a). Führt man

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a}$$

in Gl. (60) ein, wird

$$\mathfrak{v}' = \frac{v}{1 + \mathfrak{K} v} \tag{61}$$

Den absoluten Verstärkungsverlust Δv beziehungsweise den relativen Verstärkungsverlust $\Delta v/v$ gewinnt man aus folgendem Ansatz: Ohne Gegenkopplung herrscht die Verstärkung v, mit Gegenkopplung hat sie rein betragsmäßig den Wert $v' = |\mathfrak{v}'|$. Dies bedeutet, absolut betrachtet, einen Verlust von $\Delta v = v - |\mathfrak{v}'|$. Für den relativen Verstärkungsverlust ergibt sich damit

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{v - |\mathfrak{v}'|}{v} = 1 - \frac{|\mathfrak{v}'|}{v}$$

oder unter Berücksichtigung von Gl. (61)

$$\frac{\Delta v}{v} = 1 - \left| \frac{1}{1 + \mathfrak{K} v} \right|$$

Da beim kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand der kapazitive Widerstand $1/\omega C_k$ immer wesentlich kleiner als R_k ist – sonst würde ja die Gegenkopplung nicht aufgehoben oder zumindest nicht frequenzunabhängig sein –, wird $\mathfrak{Z}_k$ praktisch kapazitiv sein, und zwar nahezu gleich $1/\mathrm{j}\omega C_k$. Damit nimmt der Gegenkopplungsfaktor die Form an

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{Z}_k}{R_a} \approx \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega C_k R_a} = -\,\mathrm{j}\,\frac{1}{\omega C_k R_a}$$

und es wird

$$\frac{\Delta v}{v} = 1 - \frac{1}{|1 + v\mathfrak{K}|} \approx 1 - \frac{1}{\left|1 - \mathrm{j}\,\frac{v}{\omega C_k R_a}\right|} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{v}{\omega C_k R_a}\right)^2}} \tag{62}$$

Gl. (62) ermöglicht es, bei vorgeschriebenem maximalem Verstärkungsverlust den erforderlichen Katodenkondensator C_k zu berechnen. Die Auflösung nach C_k ergibt zunächst

$$1 + \left(\frac{v}{\omega C_k R_a}\right)^2 = \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v}\right)^2}$$

oder

$$\frac{v}{\omega C_k R_a} = \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v}\right)^2} - 1}$$

Daraus folgt

$$C_k = \frac{v}{\omega R_a} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v}\right)^2} - 1}}$$

Wird zum Beispiel bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz ω_u ein Verstärkungsverlust von $\Delta v / v = 5\%$ zugelassen, so muß C_k einen Wert haben von

$$C_k \approx \frac{3\,v}{\omega_u R_a}$$

Bei Pentoden gilt mit guter Näherung $v \approx S R_a$; bei Trioden hat der Verstärkungsfaktor den Wert $v = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Hierdurch ergibt sich für diese beiden Röhrenarten bei 5% Verstärkungsverlust

$$C_k \approx \frac{3S}{\omega_u} \qquad \text{bei Pentoden}$$

$$C_k \approx \frac{3}{D(R_i + R_a)\omega_u} \qquad \text{bei Trioden}$$

Diese Formeln lassen sich, wenn man statt ω_u die Frequenz f_u einführt, ohne weiteres in die in Gl. (56) und (57) benutzte Form einer zugeschnittenen Größengleichung überführen.

2. Halbautomatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch einen Widerstand im Netzteil

Die Gittervorspannung läßt sich auch durch gutgesiebte Abgriffe im Netzteil erzeugen. *Bild 85* zeigt eine Schaltmöglichkeit, zwei weitere Möglichkeiten sind in den *Bildern 91* (*a*) und (*b*) angegeben. In diesen Schaltungen geschieht im Grunde genommen dasselbe wie in der Schaltung mit Katodenwiderstand. Der einzige Unterschied liegt darin, daß in der halbautomatischen Schaltung nicht jede Röhre für sich allein ihre Vorspannung herstellt, sondern alle Röhren gemeinsam die Erzeugung der Gittervorspannung oder -vorspannungen vornehmen. Die Anoden-

ströme sämtlicher Röhren fließen über einen Widerstand R, der im Netzteil liegt. Die an ihm auftretende Spannung dient zur Vorspannung der Röhren. Werden verschiedene Vorspannungen benötigt, so wird der Widerstand R mit entsprechenden Anzapfungen versehen. Die halbautomatische Schaltung hat den Vorteil, daß für die Spannungserzeugung nur ein Widerstand und ein Kondensator gebraucht werden, aber den Nachteil, daß sich, wenn der Siebkondensator C nicht genügend groß ist, dann an C und R eine kleine Wechselspannung der Nutzfrequenz ausbildet, um die das Potential aller Katoden schwankt. Dies ist insofern gefährlich, als dadurch ein Teil der verstärkten Energie der Ausgangsstufe auf die Eingangs-

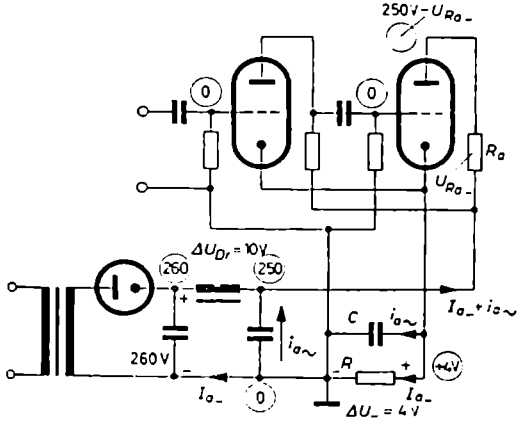


Bild 85. Halbautomatische Gittervorspannung durch einen Widerstand R im Netzteil

stufen zurückgekoppelt wird, was je nach der Phasenlage entweder eine Gegenkopplung oder eine Mitkopplung bedeuten kann und im letzten Fall leicht zur Selbsterregung der Schaltung führt. Man sagt, die einzelnen Röhren sind durch den gemeinsamen, nicht wirksam genug überbrückten Widerstand miteinander gekoppelt. Erzeugt jede Röhre ihre Vorspannung durch einen eigenen Katodenwiderstand selbst, so sind die einzelnen Verstärkerstufen voneinander entkoppelt; dann kann, jedenfalls auf diesem Wege, keine Rückkopplung und Selbsterregung stattfinden.

Es gibt Röhren, die eine halbautomatische Gittervorspannung verlangen, so zum Beispiel einige Mehrfachröhren mit gemeinsamer Katode. Zu nennen sind hier die Röhren ECL 11 und VCL 11. Würde man die Gittervorspannungen dieser Röhrensysteme durch einen Katodenwiderstand erzeugen und den Katodenkondensator nicht ganz extrem groß wählen, so würden kleine Wechselspannungen an R_k, hervorgerufen durch den Anodenwechselstrom der Endröhre (L-System), durch ihre ungünstige Phasenlage für das Triodensystem eine Mitkopplung bedeuten und die Gefahr der Selbsterregung heraufbeschwören. Bei halbautomatischer Gittervorspannungserzeugung im Netzteil kann dies nicht in dem Maße geschehen, da hier über R die Ströme aller Röhren fließen und eine ausgleichende Wirkung auf den störenden Einfluß des Stromes einer einzelnen Röhre ausüben.

3. Erzeugung der Gittervorspannung durch sehr großen Gitterwiderstand

In den hochempfindlichen Eingangsstufen von NF-Verstärkern mit ihren ganz geringen Signalspannungen hat man oft Schwierigkeiten mit dem Netzbrumm. Wenn die Isolation zwischen dem einseitig oder symmetrisch geerdeten Heizfaden *H H* und der Katode *K* der Eingangsröhre (*Bild 86*) nicht ganz einwandfrei ist, fließt über die Isolationswiderstände R_{is} und den Katodenwiderstand R_k ein „Isolationsbrummstrom" mit der Frequenz 50 Hz. Er ruft an R_k eine Brummspannung hervor, die sich als Katodenwechselspannung dem Gitterkreis mitteilt und dort der Nutzspannung überlagert. Der Isolationsbrumm macht sich um so stärker bemerkbar, je größer der Katodenwiderstand und je kleiner der Überbrückungskonden-

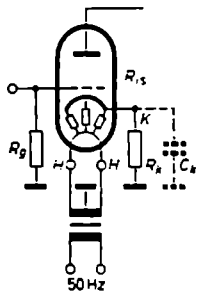


Bild 86. Zur Entstehung einer Brummspannung bei mangelhafter Isolation zwischen Heizfaden und Katode

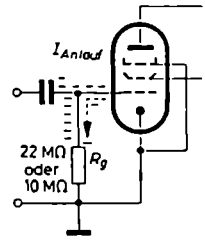


Bild 87. Erzeugung der Gitterspannung unter Ausnutzung des Anlaufeffektes des Gitterstromes durch einen extrem großen Gitterwiderstand von 10 oder 22 MΩ

sator ist. Er wird dann besonders störend, wenn das Nutzsignal sehr schwach ist. Daraus folgt als erstes, daß die Eingangsstufen von NF-Verstärkern für kleine Eingangsspannungen praktisch nie ohne Katodenkondensator betrieben werden dürfen, so gern man das vielleicht auch aus Gründen einer wirkungsvollen Gegenkopplung und in Hinsicht auf die Übertragung extrem niedriger Frequenzen tun würde.

In besonders kritischen Fällen muß man sogar den Katodenwiderstand ganz entfernen und die Katode direkt an Masse legen (*Bild 87*). Es fließt dann zwar weiterhin ein Isolationsbrummstrom, aber er kann, da er nirgends einen Widerstand vorfindet, keine Spannung hervorrufen, die sich der Nutzspannung störend überlagert oder aufmoduliert. Um nun hier dem Gitter eine negative Vorspannung zu erteilen, schaltet man in die Gitterleitung einen sehr hochohmigen Gitterwiderstand von 10 MΩ oder 22 MΩ. Auf Grund des Anlaufeffektes nimmt das Gitter aus dem Katodenraum einige wenige Elektronen auf, die bei ihrem Abfluß über den Gitterwiderstand zurück zur Katode an ihm eine negative Vorspannung von etwa 1 V aufbauen. Der hierfür verbrauchte Gitterstrom ist äußerst gering. Aus $U_g = 1$ V und $R_g = 10$ MΩ oder 22 MΩ folgt $I_g = 0{,}1 \cdots 0{,}05$ µA. Die durch den Gitterstrom erzeugte Vorspannung von etwa 1 V ist nicht groß, aber verglichen mit den kleinen

Signalspannungen, die die erste Verstärkerstufe zu verarbeiten hat, genügt sie vollauf.

Nicht alle Röhren gestatten, die Gittervorspannung unter Ausnutzung des Anlaufeffektes durch hohe Gitterwiderstände herzustellen. Es gibt nur einige wenige Röhren, die dies ermöglichen, so zum Beispiel die NF-Röhren EF 86, EF 804, EF 804 S und ECC 83 sowie die HF-Pentode EF 89.

4. Erhöhte Katodenvorspannung und Erzeugung der Gittervorspannung durch Spannungsteilung aus der positiven Batteriespannung

Bei Röhren mit Steilheiten über 10 mA/V machen sich Streuungen im Röhrenaufbau und in den Betriebswerten stärker bemerkbar als bei Röhren mit geringer Steilheit. Hohe Steilheiten sind an sich sehr erwünscht. Sie bedingen eine hohe Güte S/D der Röhre. Man erreicht sie durch große Katodenoberflächen und einen ge-

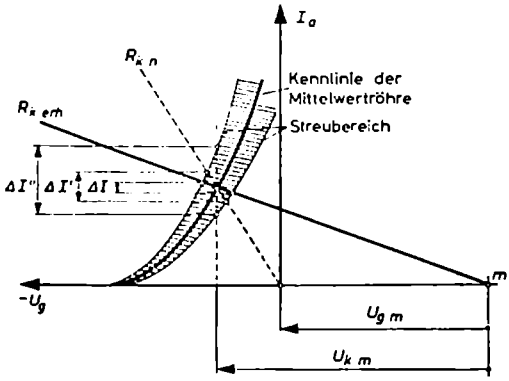


Bild 88. Stabilisierung des Arbeitspunktes steiler Röhren durch starke Erhöhung des Katodenwiderstandes R_k.
$U_{g\,m}$ = positive Vorspannung des Gitters gegen Masse;
$U_{k\,m}$ = positive Vorspannung der Katode gegen Masse

ringen Abstand zwischen Steuergitter und Katode. Je kleiner der Gitter/Katoden-Abstand ist, desto stärker wirken sich kleinste, in der Fertigung unvermeidbare Abweichungen vom Sollwert des Abstandes auf den Anodenruhestrom und über ihn auf die Kennwerte und übrigen Betriebseigenschaften der Röhre aus. Bei sehr steilen Röhren muß deshalb häufig etwas Besonderes getan werden, um den Arbeitspunkt in seiner Höhenlage, also seinem Stromwert, zu stabilisieren [4].

Im *Bild 88* ist die I_a/U_g-Kennlinie einer Mittelwertröhre dickausgezogen eingetragen. Die beiden dünngezeichneten Kennlinien geben die Grenzen des möglichen Streubereiches an. Ähnlich wie im *Bild 82* bei fester Gittervorspannung, aber schwankender Anodenspannung der Arbeitspunkt auf einer Senkrechten wandert, so ist auch im Fall von Röhrenstreuungen und fester Gittervorspannung die Lage des Arbeitspunktes innerhalb des $\Delta I''$-Streubereiches unsicher. Bei Anwendung der automatischen Gittervorspannung mit einem normalen Katodenwiderstand R_k,

(gestrichelte Widerstandsgerade R_{kn} aus dem Koordinatennullpunkt heraus) ist die Schwankung $\Delta I'$ schon geringer.

Soll der Streubereich noch stärker eingeengt werden, so muß in die Katodenleitung ein wesentlich erhöhter Widerstand $R_{k\,erh}$ eingesetzt werden. Je größer R_k ist, desto flacher verläuft seine Widerstandsgerade und desto geringer ist die Wanderung ΔI des Arbeitspunktes in senkrechter Richtung. Bei einem großen R_k genügt schon eine ganz geringe Anodenstromänderung, um die Gittervorspannung so wirksam zu verschieben, daß der Arbeitspunkt praktisch auf seiner alten Höhe festgehalten wird. Der hohe Katodenwiderstand bewirkt, daß das Katodenpotential φ_k stark ins Positive verschoben wird. Damit nun das Gitter seine vorgesehene nega-

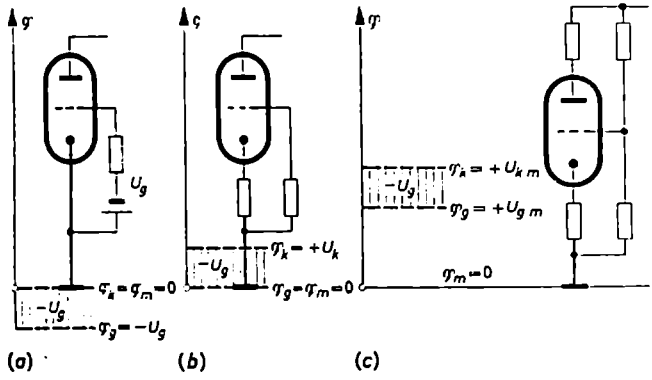


Bild 89 (a bis c). Potentialverhältnisse an Katode und Gitter einer Röhre bei verschiedener Erzeugung der Gittervorspannung

tive Spannung gegenüber der Katode behält, muß es potentialmäßig ebenfalls ins Positive verschoben werden, aber nicht ganz so weit. Sein Potential φ_g muß um den Wert der gewünschten Vorspannung unter dem der Katode bleiben. Auf diese Weise wird zugleich erreicht, daß die flache Widerstandsgerade $R_{k\,erh}$ nicht aus dem Nullpunkt des Koordinatensystems, sondern aus dem weit rechts gelegenen Potentialnullpunkt m kommt und durch den alten Arbeitspunkt A geht.

Im *Bild 89* wurden des besseren Verständnisses wegen für die verschiedenen Grundschaltungen die Potentialverhältnisse am Gitter und an der Katode grafisch dargestellt. Im *Bild 89(a)* sieht man, daß bei fester Gittervorspannung durch eine Batterie die Katode auf dem Potential Null und das Gitter gegenüber Masse wirklich auf einem negativen Potential liegt. In der Schaltung nach *Bild 89(b)* für automatische Erzeugung von U_g liegt das Gitter auf Massepotential und die Katode um den Betrag der gewünschten Vorspannung höher und damit auf einem positiven Potential. In der Schaltung nach *Bild 89(c)* mit erhöhtem Katodenwiderstand sind beide Potentiale, das des Gitters und das der Katode, stark positiv, ihr Unterschied ist aber genauso groß geblieben wie in den übrigen Schaltungen.

Es liegt nahe, das positive Potential des Gitters durch eine einfache Spannungsteilerschaltung aus der positiven Batteriespannung U_B herzuleiten. *Bild 90* zeigt die Schaltung. Als Rechenbeispiel diene die kommerzielle Triode E 88 CC. Laut Röhrentabelle hat jedes ihrer beiden Systeme eine Steilheit von 12,5 mA/V, also von mehr als 10 mA/V. Die Röhre soll einen Katodenwiderstand von 680 Ω erhalten. Bei einem vorgesehenen Anodenstrom von I_a = 15 mA bedeutet dies eine positive

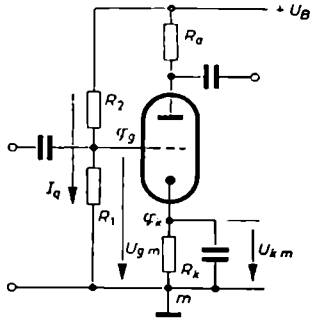


Bild 90. R_1 R_2-Spannungsteilerschaltung zur Erzeugung der Gittervorspannung bei erhöhtem Katodenwiderstand

Katodenvorspannung von 680 Ω · 15 mA = 10,2 V oder ein Katodenpotential von φ_k = + 10,2 V. Außerdem gibt die Röhrentabelle an, daß das Gitter auf ein Potential von φ_g = + 9 V gelegt werden soll. Offenbar arbeitet die Röhre dann mit − 1,2 V Gittervorspannung, denn es ist $U_g = U_{gk} = \varphi_g - \varphi_k$ = + 9 V − (+ 10,2 V) = − 1,2 V. Die positive Vorspannung des Gitters von 9 V erreicht man dadurch, daß man zwischen dem Plus- und Minuspol der Anodenspannungsquelle U_B einen passend dimensionierten Spannungsteiler $R_1 R_2$ schaltet, an dem in der Mitte das Gitter angeschlossen wird. Opfert man für den Querstrom I_q durch R_1 und R_2 einen Strom von etwa 1 mA, so muß R_1 einen Wert von

$$R_1 = \frac{U_{gm}}{I_q} = \frac{9\,\text{V}}{1\,\text{mA}} = 9\,\text{k}\Omega$$

erhalten. R_2 hat die Restspannung von U_B aufzunehmen. Ist zum Beispiel U_B = 150 V, so wird

$$R_2 = \frac{U_B - U_{gm}}{I_q} = \frac{150\,\text{V} - 9\,\text{V}}{1\,\text{mA}} = 141\,\text{k}\Omega$$

Die Methode der erhöhten Katodenvorspannung und Erzeugung der Gittervorspannung durch einen Spannungsteiler aus U_B wird nicht nur bei steilen Röhren angewendet; man findet sie auch häufig in Multivibratorschaltungen. Daneben bildet sie die Grundlage für die Einstellung des Basispotentials von Transistoren (*Bild 261*).

Aufgabe 24

Trage in die Schaltungen vom *Bild 91* (*a* und *b*) den Weg des Anodengleichstromes und des Nutzwechselstromes sowie in den angegebenen Punkten die Potentialzahlen ein.

Gegenüber der Schaltung vom *Bild 85* haben die vorliegenden Anordnungen den Vorteil, daß sie keinen besonderen Siebkondensator zur Überbrückung von R erfordern. Sie weisen dafür aber den Nachteil auf, daß über R der durch die LC_2-Siebschaltung ausgesiebte 50- oder 100-Hz-Brummstrom i_{Br} des Netzgerätes fließt und an ihm eine Brummspannung ausbildet, die sich auf die Gitter beziehungsweise Katoden überträgt. In der Schaltung vom *Bild 91(b)* wird diese Brummspannung durch die beiden Siebglieder $R_s C_s$ in den Gitterleitungen unterdrückt, so daß sie sich im eigentlichen Verstärker nicht auswirken kann. Zu beachten ist, daß die Kondensatoren C_2 in der Schaltung nach *Bild 91(a)* und C_1 in der Schaltung nach *Bild 91(b)* isoliert von Masse montiert werden müssen, da die Kondensatorgehäuse hier schaltungsmäßig kein Massepotential führen.

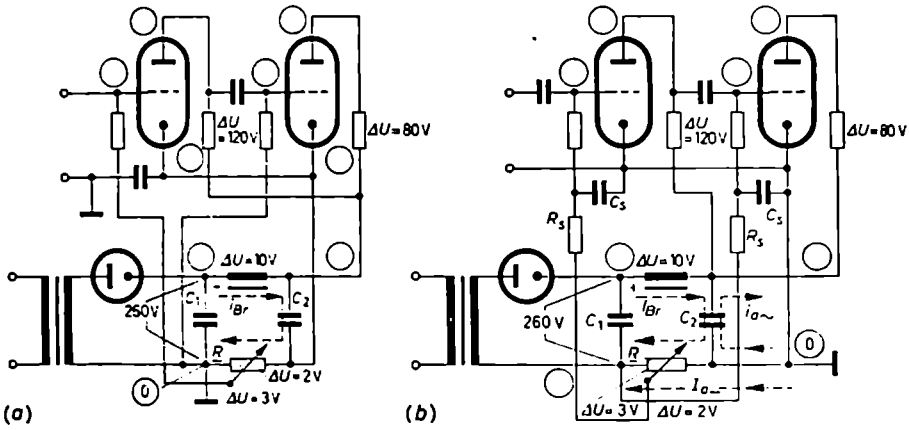


Bild 91 (a und b). Halbautomatische Erzeugung unterschiedlicher Gittervorspannungen durch einen Widerstand mit Anzapfungen im Siebteil des Netzgerätes

Aufgabe 25

Die Gittervorspannung der Endpentode EL 42 soll bei $U_a = 225$ V und $I_a = 26$ mA beziehungsweise $I_{g2} = 4{,}1$ mA einen Wert von $-13{,}5$ V haben. Die Röhre hat in diesem Arbeitspunkt eine Steilheit von $S = 3{,}2$ mA/V und einen Innenwiderstand von $R_i = 90$ kΩ. Sie soll mit einem optimalen Widerstand von $R_{a\,opt} = 11$ kΩ belastet werden. Wie groß sind R_k und C_k zu wählen, wenn als tiefste Frequenz 60 Hz übertragen werden soll? Wie groß muß U_B sein, wenn die Primärwicklung des Ausgangsübertragers einen Gleichstromwiderstand von $R_{w1} = 443\,\Omega$ hat?

(Antwort: $R_k = 450\,\Omega$, C_k nach Gl. (50) $= 27\,\mu$F, $U_B = 225 + 13{,}5 + 11{,}5 = 250$ V)

Aufgabe 26

In einer EC 92-Triodenschaltung nach *Bild 92* wurde ein Anodenstrom von $I_a = 4$ mA gemessen. Wie groß muß die Batteriespannung U_B gewesen sein?

(Antwort: Aus I_a und R_k folgt $U_g = -2$ V. Nach dem Kennlinienfeld der EC 92 im *Bild 32* ist dann $U_a = 170$ V, damit wird $U_B = 170$ V $+ 120$ V $+ 2$ V $= 292$ V.)

Aufgabe 27

Eine EL 84-Endstufe nach *Bild 93* soll in folgendem Arbeitspunkt arbeiten: $U_a = 220$ V, $U_{g2} = 250$ V und $U_{g1} = -7$ V. Dimensioniere R_k und C_k für eine tiefste Frequenz von 50 Hz, wenn die Röhre in dem angegebenen Arbeitspunkt eine Steilheit von $S \approx 11$ mA/V hat und ein Schirmgitterstrom von etwa 5,5 mA fließt. Als Kennlinienfeld benutze *Bild 73*. Wie groß ist der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung des Ausgangsübertragers gewesen? Welchen Wert muß die Batteriespannung U_B gehabt haben?

(Antwort: $I_a \approx 52$ mA, $R_k = 122\,\Omega$, $C_k = 110\,\mu$F, $R_{w1} = \dfrac{U_{g2} - U_a}{I_a} = 30$ V/52 mA $= 578\,\Omega$, $U_B = 257$ V)

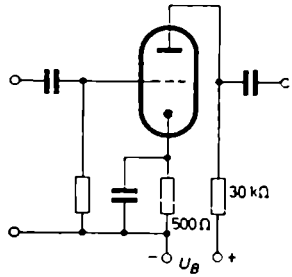


Bild 92. Schaltung zur *Aufgabe 26*

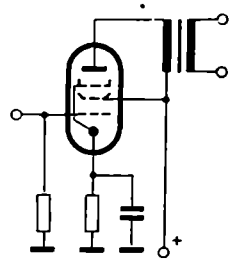


Bild 93. Schaltung zur *Aufgabe 27*

Aufgabe 28

Gegeben sei eine Schaltung nach *Bild 81* mit $R_k = 80\,\Omega$ und $R_a = 6$ kΩ und eine Schaltung nach *Bild 90* mit $R_k = 1$ kΩ, $R_a = 5$ kΩ, $R_1 = 23$ kΩ und $R_2 = 277$ kΩ. Die Batteriespannung betrage in beiden Fällen $U_B = 150$ V. Als Röhre werde das eine System der E 88 CC benutzt, dessen Kennlinienfeld im *Bild 94* wiedergegeben ist. In welchem Arbeitspunkt arbeiten die beiden Röhrenschaltungen? Auf welchen Wert ändert sich der Anodengleichstrom I_a, wenn in beiden Fällen U_B um 10% steigt? (Antwort: In der ersten Schaltung würde bei einem angenommenen I_a von 10 mA beziehungsweise 15 mA die Vorspannung $U_g = -0{,}8$ V beziehungsweise $-1{,}2$ V sein. Diese beiden Punkte ins Kennlinienfeld eingetragen und miteinander verbunden, ergeben beim Schnitt mit der Widerstandsgeraden für $R_a = 6$ kΩ einen Arbeitspunkt mit $I_a = 12{,}5$ mA und $U_g = -1$ V. In der zweiten Schaltung würde sich bei einem angenommenen I_a von 12 mA beziehungsweise 14 mA eine Katodenvorspannung einstellen von $U_{km} = +12$ V beziehungsweise $+14$ V. Da sich bei $R_1 = 23$ kΩ ein Gitterpotential von $\varphi_g = 23$ kΩ $\times$ $\times$ 150 V/300 kΩ $= +11{,}5$ V ergibt, würde die Gittervorspannung entweder den Wert $-0{,}5$ V oder den Wert $-2{,}5$ V haben. Der genaue Arbeitspunkt liegt, weil $R_a' = R_a + R_k = 6$ kΩ ist, bei $I_a = 12{,}5$ mA und $U_g = -1$ V. Ändert sich U_B auf 150 V + 10% = 165 V, so tritt in der ersten Schaltung eine Stromänderung von $\Delta I = 1{,}3$ mA und in der zweiten Schaltung eine solche von nur 0,3 mA auf. Dabei ist allerdings nicht berücksichtigt, daß sich mit U_B auch die Spannung an R_1 etwas ändert.)

Aufgabe 29

Zeichne die Schaltung vom *Bild 95* so um, daß in gewohnter Weise der Netzteil mit den Anodenzuführungen unterhalb des Verstärkers liegt. Beschrifte die Schaltelemente sinnvoll. Nach welchem Prinzip wird hier die Gittervorspannung erzeugt?

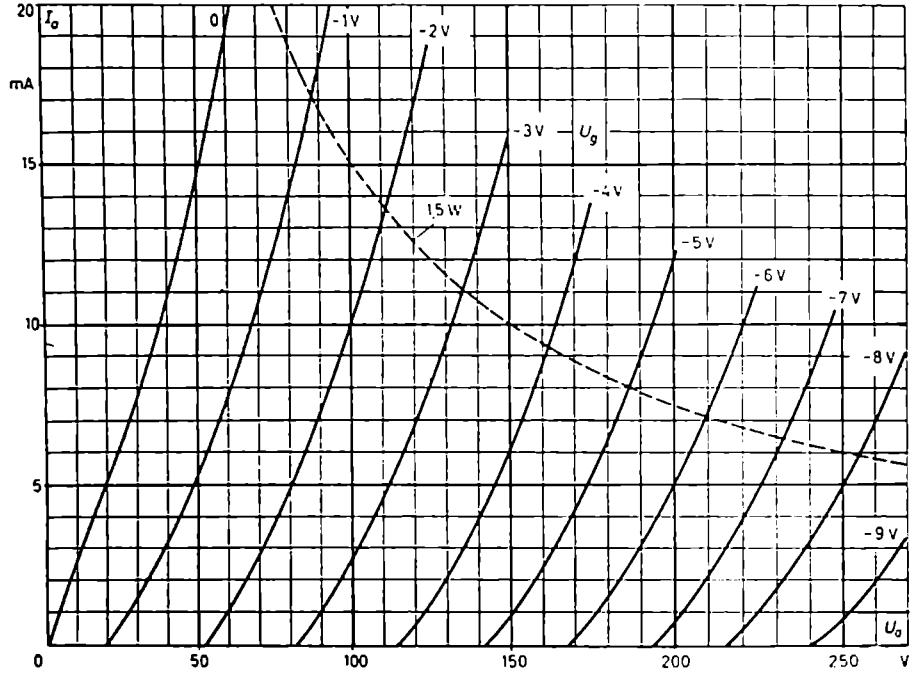


Bild 94. Kennlinienfeld der kommerziellen Doppeltriode E 88 CC

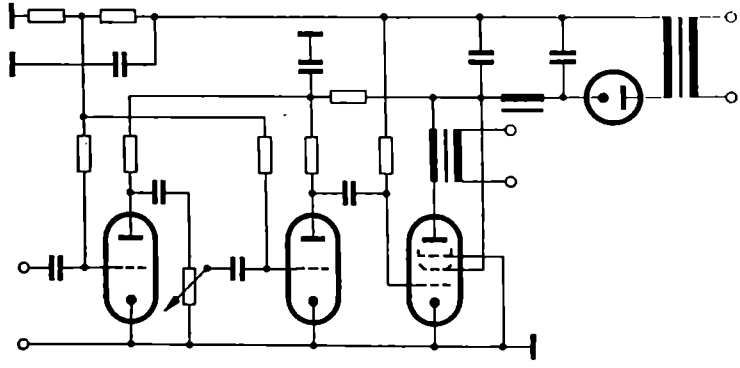


Bild 95. Verstärkerschaltung zur *Aufgabe 29*

Aufgabe 30

Wie groß sind die Potentiale in den Punkten *1* bis *10* der Schaltung vom *Bild 96* in bezug auf das Potential des Gehäuses, das zu Null angenommen wurde? Wie groß sind die Anoden-, Gitter- und Schirmgitterspannungen? Welche Spannung wird zwischen Punkt *7* und *9* gemessen? Wo muß hierbei der Pluspol des Meßinstrumentes angeschlossen werden?

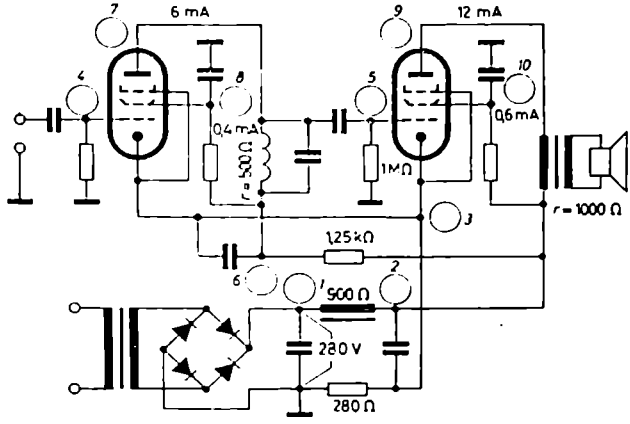


Bild 96. Schaltung zur *Aufgabe 30*

(Antwort:

$\varphi_1 = +280$ V	$\varphi_6 = +255$ V	$U_{a\,I} = \varphi_7 - \varphi_3 =$	246,7 V
$\varphi_2 = +263$ V	$\varphi_7 = +252$ V	$U_{g1\,I} = \varphi_4 - \varphi_3 =$	− 5,3 V
$\varphi_3 = +5{,}3$ V	$\varphi_8 = +135$ V	$U_{g2\,I} = \varphi_8 - \varphi_3 =$	129,7 V
$\varphi_4 = 0$ V	$\varphi_9 = +251$ V	$U_{a\,II} = \varphi_9 - \varphi_3 =$	245,7 V
$\varphi_5 = 0$ V	$\varphi_{10} = +233$ V	$U_{g1\,II} = \varphi_5 - \varphi_3 =$	− 5,3 V
		$U_{g2\,II} = \varphi_{10} - \varphi_3 =$	227,7 V
		$U_{79} = \varphi_7 - \varphi_9 =$	+ 1 V, + Pol an 7)

5. Bemessung der Gitterwiderstände

Das Gitter einer Elektronenröhre darf potentialmäßig niemals „frei in der Luft hängen", sonst laden es die Elektronen der Röhre in undefinierter Weise negativ auf. Gleichspannungsmäßig muß es der Katode gegenüber ein ganz bestimmtes Potential oder eine bestimmte Vorspannung annehmen können. Hierzu ist es er-

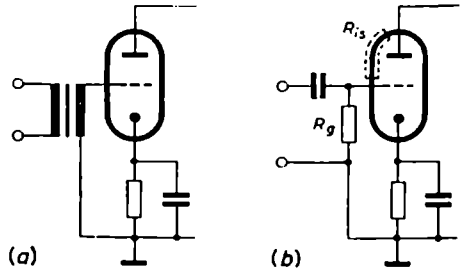


Bild 97. Eingangsschaltung einer Röhre. (a) Mit Eingangsübertrager, (b) mit Gitterableitwiderstand R_g

forderlich, daß etwaige auf das Gitter aufprallende Elektronen außen zur Katode abgeleitet werden. Diese „Gleichstromableitung" kann nach *Bild 97 (a)* über die Sekundärseite eines Eingangsübertragers oder nach *Bild 97 (b)* über den Gitter-

widerstand R_g, der deshalb auch Gitterableitwiderstand genannt wird, vorgenommen werden.

Der Gitterableitwiderstand soll einerseits möglichst groß sein, damit er die Signalspannungsquelle nicht stark belastet, er darf andererseits aber auch nicht zu groß werden, weil sonst keine Sicherheit besteht, daß sich am Gitter tatsächlich die vorgesehene Vorspannung einstellt. Die Gittervorspannung ist bei zu großem R_g insofern gefährdet, als die Anode dem Steuergitter gegenüber eine hohe positive Spannung hat und der Isolationswiderstand R_{ia} zwischen Anode und Gitter zusammen mit dem Gitterwiderstand R_g einen Spannungsteiler bildet, der das Potential des Gitters in unzulässiger Weise nach positiven Werten hin verschieben kann. Ist zum Beispiel im *Bild 97 (b)* $R_{ia} = 1000\,\mathrm{M\Omega}$, $R_g = 2\,\mathrm{M\Omega}$ und $U_a = 250\,\mathrm{V}$, so verschiebt sich die Gitterspannung um

$$\frac{R_g}{R_g + R_{ia}} U_a = \frac{2\,\mathrm{M\Omega}}{1002\,\mathrm{M\Omega}} 250\,\mathrm{V} = 0{,}5\,\mathrm{V}$$

zu positiven Werten hin. Unter Umständen kann auch durch den Leckstrom des Koppelkondensators zweier Röhren eine unerwünschte Potentialverschiebung zustande kommen; dies vor allem bei großen Kapazitätswerten, bei denen der Isolationswiderstand heruntergeht. Arbeitet man mit kleinen Gittervorspannungen, was gerade bei den Eingangsstufen von Verstärkern der Fall ist, so kann die Röhre durch diese Effekte hart an die Grenze des Gitterstromeinsatzes kommen. Bei Endröhren, die dicht an der Anodenverlustleistungsgrenze arbeiten, kann eine positive Spannungsverschiebung schon eine nicht mehr zulässige Erwärmungszunahme der Anode verursachen und zum „Durchstoßen" der Röhre führen. Hierbei wird die Glaswand durch starke Erhitzung an einer Stelle zähflüssig und vom äußeren Luftdruck eingedrückt oder durchstoßen.

Es gibt noch weitere Gründe dafür, den Gitterwiderstand nicht zu hoch zu wählen. Da sind vor allem die Fremdfeldbeeinflussung des Steuergitters und die Selbsterregungsgefahr zu nennen. Erzeugt zum Beispiel eine nach *Bild 98 (a)* unter der Spannung $E_{st\ddot{o}}$ stehende Leitung (Starkstrom- oder Lichtleitung) um sich ein elektrisches Feld, so influenziert es auf der Gitterzuleitung eine Störladung und Störspannung $U_{st\ddot{o}}$, die sich, wenn man den Innenwiderstand des Nutzsignalgenerators vernachlässigt, nach der Ersatzschaltung im *Bild 98 (b)* auf Grund der Spannungsteilerregel zu

$$U_{st\ddot{o}} = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + 1/\omega^2 C_{st\ddot{o}}^2}} E_{st\ddot{o}}$$

berechnet. Ist $R_g \ll 1/\omega C_{st\ddot{o}}$, kann es unter der Wurzel vernachlässigt werden. Unter dieser Voraussetzung gilt

$$U_{st\ddot{o}} \approx R_g \omega C_{st\ddot{o}} E_{st\ddot{o}}$$

Ist zum Beispiel $E_{st\ddot{o}} = 100\,\mathrm{V}$ und $R_g = 1\,\mathrm{M\Omega}$, und hat $C_{st\ddot{o}}$ den wirklich minimal kleinen Wert von 0,02 pF beziehungsweise $1/\omega C_{st\ddot{o}}$ bei 50 Hz einen Wert von rund $2 \cdot 10^{11}\,\Omega$, so beträgt die Störspannung

$$U_{st\ddot{o}} \approx 1 \cdot 10^6\,\Omega \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-11}\,\Omega^{-1} \cdot 100\,\mathrm{V} = 0{,}5\,\mathrm{mV}$$

Moderne NF-Verstärker (Schallplattenverstärker) und Röhrenvoltmeter sollen aber Nutzspannungen in der Größenordnung von 0,01···0,1 mV einwandfrei verstärken. Im vorliegenden Fall müßte man entweder mit der Größe des Gitterwiderstandes heruntergehen oder durch eine sehr sorgfältige Abschirmung nach *Bild 98* (c) dafür sorgen, daß die Kapazität zwischen Gitter und Störleitung bedeutend kleiner als 0,02 pF wird.

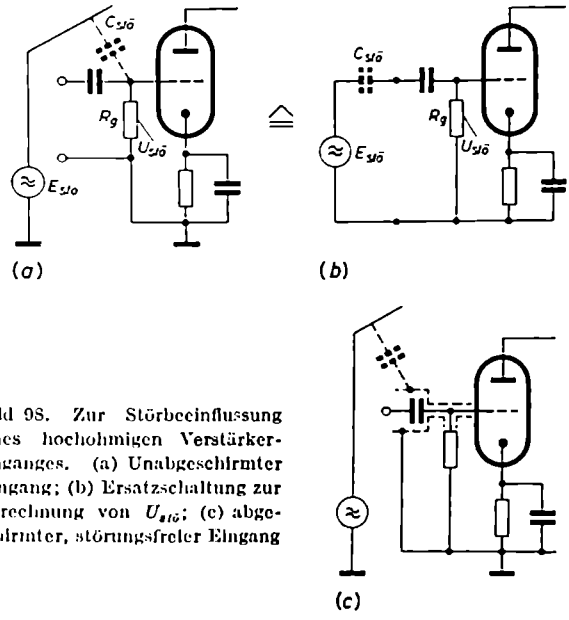


Bild 98. Zur Störbeeinflussung eines hochohmigen Verstärkereinganges. (a) Unabgeschirmter Eingang; (b) Ersatzschaltung zur Berechnung von $U_{g\bar{o}}$; (c) abgeschirmter, störungsfreier Eingang

Für die Gitterwiderstände der übrigen Röhren gelten ähnliche Überlegungen. Auch sie sollen einerseits hochohmig gegen die Anodenseite der Vorröhre sein, andererseits aber aus vorstehend genannten Gründen nicht extrem hoch gewählt werden. Auf jeden Fall müssen sie gleich oder kleiner als die Höchstwerte bleiben, die von den Röhrenherstellern in ihren Röhrentabellen auf Grund möglicher Isolationsströme und maximal zulässiger Potentialverschiebung festgelegt sind, sonst leisten die Röhrenfirmen keinen Garantieersatz für etwaigen Röhrenausfall. Praktisch wählt man, wenn es sich um Gitterwiderstände zwischen zwei Röhren handelt, bei

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Trioden} & R_g^* = 5 \cdots 10\, R_a \\ \text{Pentoden} & R_g^* = 2 \cdots 5\, R_a \end{array}\right\} \qquad (63)$$

R_g^* ist der Gitterwiderstand der zweiten Röhre und R_a der Anodenwiderstand der vorangehenden, ersten Röhre.

6. Erzeugung der Schirmgitterspannung

Die Schirmgitterspannung der meisten Röhren ist kleiner als die Anodenspannung. Dies gilt vor allem für HF- und NF-Pentoden. Eine Ausnahme bilden die Schirmgitter von Leistungspentoden; sie sind fast immer direkt an die Anodenspannungsquelle angeschlossen und erhalten damit eine Spannung, die praktisch gleich der Anodenspannung ist, strenggenommen sogar ein klein wenig höher. Anstatt die niedrige Schirmgitterspannung der HF- und NF-Pentoden in einem gesonderten Netzteil zu erzeugen, wird sie meistens aus der Anodenspeisespannung U_B hergeleitet, und zwar entweder nach *Bild 99* (*a*) durch einen Schirmgitterwiderstand R_{g2} oder nach *Bild 99* (*b*) durch einen Spannungsteiler $R_1 R_2$.

Die erste Schaltung liefert eine „gleitende" Schirmgitterspannung. U_{g2} ist hier um den Spannungsfall, den der Schirmgitterstrom an R_{g2} hervorruft, kleiner als die Speisespannung U_B. Es gilt

$$U_{g2} = U_B - R_{g2} I_{g2} \tag{64}$$

U_{g2} ändert sich, „gleitet", wenn sich der Schirmgitterstrom ändert, etwa bei Änderung der Steuergittervorspannung. Die Änderung der Schirmgitterspannung wirkt der Steuergitterspannungsänderung entgegen. Wird diese beispielsweise negativer, wird nicht nur I_a, sondern auch I_{g2} kleiner. Hierdurch nimmt der Spannungsfall an R_{g2} ab. Die Folge ist, daß die Spannung U_{g2} steigt. Damit wirkt sie aber der Ursache, nämlich dem negativer werdenden Gitter, entgegen und gleicht seine Einflußnahme auf den Anodenstrom zum Teil wieder aus. Wird auf Grund der Röhrentabelle für die Röhre ein bestimmter Arbeitspunkt mit definierten Werten der Schirmgitterspannung und des Schirmgitterstromes ausgesucht, so folgt aus Gl. (64) für die Größe des Schirmgitterwiderstandes

$$R_{g2} = \frac{U_B - U_{g2}}{I_{g2}} \tag{65}$$

Die Schaltung nach *Bild 99* (*b*) liefert eine „feste", von der Schwankung der Steuergittervorspannung oder des Schirmgitterstromes unabhängige Schirmgitterspannung. Dabei muß allerdings der Spannungsteiler $R_1 R_2$ ziemlich niederohmig sein. Er muß so ausgelegt werden, daß der Grundstrom I_q (Querstrom), der von der $+ U_B$-Klemme über R_2 und R_1 direkt zur $- U_B$-Klemme fließt, wesentlich größer als I_{g2} ist. Nur dann wird der Spannungsfall an R_2 im wesentlichen von I_q bestimmt und praktisch unabhängig von den Schwankungen des Schirmgitterstromes sein. Man wähle

$$I_q = (5 \cdots 10)\, I_{g2}$$

Hierbei muß jedoch nachgeprüft werden, ob das Netzgerät auch imstande ist, diesen Zusatzstrom mitabzugeben. Die Schirmgitterspannung selbst errechnet sich in diesem Fall nach der Gleichung

$$U_{g2} = R_1 I_q = U_B - R_2 (I_q + I_{g2}) \tag{66}$$

Die Frage, ob gleitende oder feste Schirmgitterspannung vorzuziehen ist, spielt bei Regelproblemen eine Rolle. Eine gleitende Schirmgitterspannung liefert eine

„weiche" Regelung. Sie benötigt große Regelspannungen, da die beim Regeln einsetzende Änderung von U_{g2} der am Steuergitter wirkenden Regelspannung entgegenwirkt und sie zum Teil ausgleicht. Die weiche Regelung verflacht und linearisiert die dynamische I_a/U_g-Kennlinie; sie arbeitet weitgehend verzerrungsfrei. Die feste Schirmgitterspannung liefert eine „harte" Regelung, das heißt eine Regelung, die nicht langsam, sondern sofort mit voller Stärke einsetzt. Ihr Regelspannungsbedarf ist geringer als der der weichen Regelung.

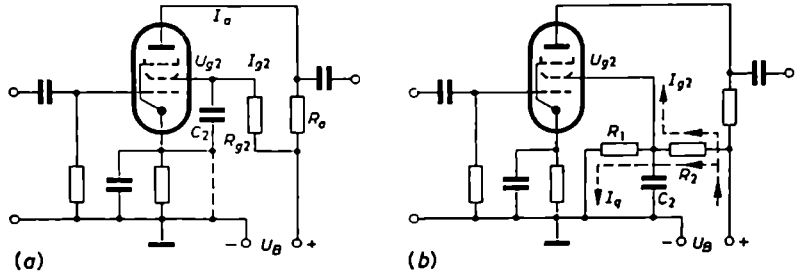


Bild 99. Erzeugung (a) einer gleitenden und (b) einer festen Schirmgitterspannung

Der Schirmgitterstrom I_{g2} schwankt ähnlich dem Anodenstrom im Takt der Gitterwechselspannung. Er würde, wenn in der Zuleitung zum Schirmgitter nur der Widerstand R_{g2} oder R_2 läge, an ihm eine Wechselspannung und damit eine periodisch schwankende Schirmgitterspannung hervorrufen. Diese würde, da sie ähnlich wie die Anodenwechselspannung der Steuerspannung gegenüber um 180° in der Phase verschoben ist, einen Verstärkungsverlust bedingen. Um ihn zu vermeiden, müssen die Schirmgitterwiderstände, wie im *Bild 99* angegeben ist, durch Kondensatoren C_2 überbrückt werden. An R_{g2} bildet sich dann wohl der erforderliche Gleichspannungsfall, aber keine Wechselspannung aus. Der Schirmgitterkondensator C_2 wird, da er die Ausbildung von Wechselspannungen zwischen Schirmgitter und Katode verhindern soll, direkt an die Katode gelegt; er kann aber auch zur Erde beziehungsweise Masse hinüber angeschlossen werden.

Zur exakten Berechnung von C_2 benötigt man die Steuerwirkung der Schirmgitterwechselspannung auf den Anodenstrom, also die Steilheit $S_2 = \frac{\partial I_a}{\partial U_{g2}}$ des Schirmgitters; sie ist aber im allgemeinen nicht bekannt. Nach *Limann* [5] ist die Einwirkung des Schirmgitters auf die Verstärkung vernachlässigbar klein, wenn C_2 nach folgenden Beziehungen gewählt wird:

Tonfrequenzverstärker
$$\frac{1}{\omega_u C_2} \leqq \frac{R_a}{10} \quad \text{oder} \quad \frac{C_2}{\mu F} \geqq \frac{1600}{\frac{f_u}{Hz}\,\frac{R_a}{k\Omega}} \tag{67}$$

Hochfrequenzverstärker
$$\frac{1}{\omega_u C_2} \leqq \frac{R_a}{5000} \quad \text{oder} \quad \frac{C_2}{\mu F} \geqq \frac{800\,000}{\frac{f_u}{Hz}\,\frac{R_a}{k\Omega}} \tag{68}$$

7. Erdung, Schirmung und Siebung zur Unterdrückung von Störspannungen

Bild 100 veranschaulicht, wie durch ungeschickte Leitungsführung auf galvanischem, magnetischem (induktivem) und elektrischem (kapazitivem) Wege eine 50-Hz-Störspannung in ein und denselben Schaltkreis eingekoppelt werden kann. In der gleichen Weise können sich auch andere Störfrequenzen an einer empfindlichen Stelle in den Verstärker einschleichen.

Zur galvanischen Einkopplung kommt es bei unsachgemäßer „Erdung". Um allen Teilen einer Schaltung ein definiertes Potential zu erteilen, ist es üblich, eine Stelle der Schaltung an „Erde zu legen" oder sie mit der „Masse" des Gehäuses zu ver-

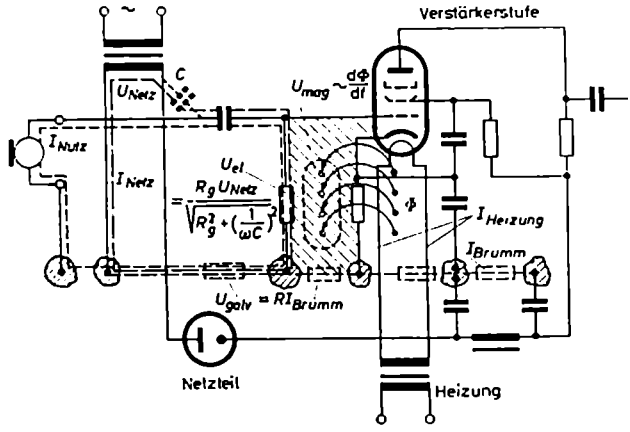


Bild 100. Galvanische, magnetische und elektrische Einkopplung von Störspannungen in eine Verstärkerstufe

binden; diese Stelle erhält dadurch das Bezugspotential Null der Erde oder Masse. Nun ist der Erd- oder Massepunkt eines Gerätes in den meisten Fällen nicht eine einzige winzige Stelle in der Schaltung, die Schaltung besitzt vielmehr fast immer mehrere Punkte mit dem Potential Null. Es liegt nahe, alle diese Schaltpunkte einfach miteinander und nacheinander zu verbinden oder auf kürzestem Wege, wie beispielsweise im *Bild 100*, irgendwo an das Gehäuse anzuschließen. Hierbei kann es dann leicht geschehen, daß Teile der Verbindungsleitungen oder des Gehäuses unbeabsichtigt als Stromleiter für zwei verschiedenartige Stromkreise benutzt werden, so beispielsweise für den Nutzfrequenz- und den 50-Hz-Netzstromkreis oder für einen HF- und einen NF-Stromkreis oder auch für den Stromkreis des schwachen Eingangssignals und den des verstärkten Ausgangssignals. Ist der Widerstand der gemeinsamen Leiterteile effektiv Null, stört dies nicht. Ist er nicht verschwindend klein, hat er also einen endlichen Wert – das kann vor allem bei Hochfrequenz der Fall sein –, so rufen die einzelnen Ströme an ihm verschieden-

artige Spannungen hervor. An dieser Stelle wird dann Störenergie von dem einen in den anderen Schaltkreis gekoppelt, die sich der dortigen Nutzspannung überlagert oder sie moduliert.

Um zu verhindern, daß Teile von Erdleitungen zwei verschiedenen Stromkreisen angehören, wendet man das Verfahren der „sternförmigen" Erdung an. Es ist im Prinzip im *Bild 101* dargestellt. Alle auf Massepotential zu bringenden Teile einer Schaltung werden zunächst vom Gehäuse isoliert; dann werden alle Erdpunkte

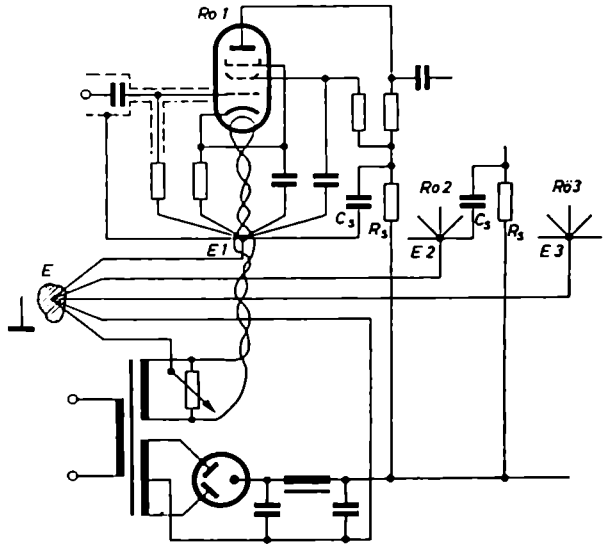


Bild 101. Sternförmige Erdung, Verdrallung der Heizleitungen sowie Abschirmung und Siebung der Anodenspannung als Möglichkeiten zur Vermeidung des Eindringens von Störspannungen

einer Schaltgruppe, beispielsweise alle Erdpunkte der Röhre-*1*- oder der Röhre-*2*-Gruppe oder der 50-Hz-Netzgleichrichtergruppe, je für sich in Stützpunkten *E 1*, *E 2*, ... zusammengefaßt. Zum Schluß führt man von sämtlichen zu erdenden Stützpunkten getrennte – notfalls isolierte – Leitungen zu einem gemeinsamen Punkt *E* des Gehäuses. Er stellt den eigentlichen Erdpunkt des Gerätes dar.

Da aber in einem Verstärker praktisch jede Schaltgruppe eine Röhre enthält und von jeder Röhre außer der Anodenspeiseleitung eine Katodenstromleitung zum Netzgerät führen muß, ist es in vielen Fällen günstiger, nicht den Gehäuseerdpunkt *E*, sondern den Stützpunkt des 50-Hz-Netzgleichrichterteils als Hauptsternpunkt zu wählen. Von ihm ist eine Verbindung zur Gehäusemassoklemme *E* herzustellen. In diesem Fall hat man durch entsprechend große Drahtquerschnitte nur dafür zu sorgen, daß auf den stromführenden Verbindungsleitungen zwischen den Röhrenstützpunkten und dem Netzgleichrichterstützpunkt keine großen Wechselspannungsfälle auftreten, denn die Potentiale der einzelnen Röhrenstützpunkte sollen

möglichst nicht schwanken. Das Prinzip dieser erweiterten sternförmigen Erdung ist im *Bild 102* dargestellt.

Eine magnetische Einkopplung von Störenergie findet statt, wenn der gestörte Kreis die Form einer größeren Schleife hat und diese Schleife in der Nähe des Magnetfeldes eines störenden Leiters oder einer Leiterschleife liegt. Nach dem Induktionsgesetz $e = -w\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = -w\frac{\mathrm{d}(BF)}{\mathrm{d}t}$ ruft das störende Wechselfeld in einer fremden Leiterschleife eine Induktionsspannung hervor, die mit der Größe F der Schleifenfläche und der Intensität B des magnetischen Feldes wächst. Als bestes

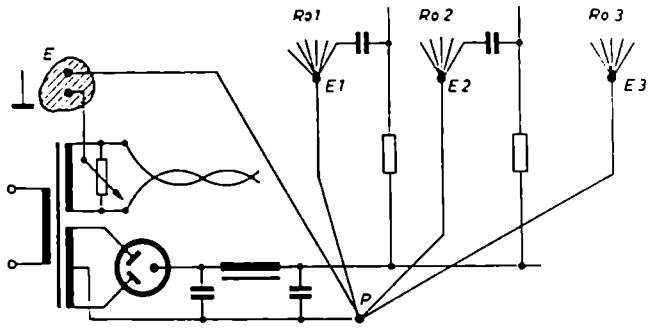


Bild 102. Erweiterung der sternförmigen Erdung

Mittel gegen eine induktive Einflußnahme hat sich die Verdrallung der störenden Leitung (Heizleitung oder Netzleitung) und, sofern die erhöhte Kapazität nicht schadet, eventuell auch der gestörten Leitung erwiesen. Eine verdrallte Leitung hat durch die dichtbenachbarten und einen Strom entgegengesetzter Richtung führenden Einzelleiter nur ein sehr schwaches Streufeld. Einen weiteren, äußerst wirksamen Schutz gegen Fremdfelder stellen bei tiefen Frequenzen Abschirmbleche und -kästen aus hochpermeablen Werkstoffen und bei hohen Frequenzen solche aus elektrisch hochleitfähigen Metallen (Kupferbleche, eventuell mit Silberüberzug) dar. Die Wirkung solcher Bleche und Kästen beruht auf der Ausbildung von Wirbelströmen, deren magnetische Felder die primären Felder in der Ausbreitungsrichtung praktisch vollständig kompensieren. Die störende magnetische Kopplung zwischen zwei Drosseln oder Transformatoren läßt sich einmal durch einen möglichst großen Abstand voneinander beseitigen und zum anderen dadurch, daß man die magnetischen Achsen der Kerne senkrecht zueinander ausrichtet.

Die kapazitive oder elektrische Einkopplung von Störspannungen ist schon an Hand des *Bildes 98* besprochen worden. Es zeigt sich, daß vor allem hochohmige Schaltkreise in dieser Beziehung störanfällig sind. Die Einspeisung richtet sich auf Grund der Spannungsteilerregel nach der Größe des wirksamen Eingangswiderstandes der gestörten Schaltstelle im Vergleich zum Widerstand der unerwünschten Koppelkapazität. Hier kann unter Umständen eine sehr genaue Symmetrierung

der gestörten Leitung zwischen den Doppeladern der Störleitung helfen. In der Verstärkertechnik stellt eine sachgemäße Schirmung der empfindlichen Schaltstelle den wirksamsten Schutz dar [6; 7]. Die Abschirmung hat allerdings vielfach den Nachteil, daß sie die Ableitungskapazität der geschirmten Leitung zur Masse hin stark erhöht und dadurch die Grenzfrequenz ungünstig beeinflußt. In diesem Fall hilft nur eine Erniedrigung des Ohmwertes der Nutzwiderstände.

In allen Röhrenschaltungen kommt zu den genannten Möglichkeiten des Eindringens von Störenergie in den Nutzsignalweg als weitere Störquelle die Brumm- oder Welligkeitsspannung der im Netzgerät durch Gleichrichtung erzeugten Anodengleichspannung U_B hinzu. Man versucht zwar, die gleichgerichtete Spannung durch den Ladekondensator C_1 und das LC_2-Siebglied im Netzgleichrichterteil vom *Bild 103* weitgehend einzuglätten; dennoch kann in hochempfindlichen NF-Verstärkern, die ja gerade auch Frequenzen um 50 und 100 Hz verstärken sollen, eine kleine Restwelligkeit von $w = 0{,}1\,^0/_{00}$ noch recht störend sein. Eine Welligkeit von $0{,}1\,^0/_{00}$ bedeutet, daß der Anodengleichspannung von zum Beispiel $U_B = 250$ V eine Welligkeitsspannung von $0{,}0001 \cdot 250\ \text{V} = 25$ mV überlagert ist, und dies vielleicht bei Nutzspannungen von 10···100 µV! Hier hilft nur das Einschalten weiterer Siebglieder aus Widerständen und Kondensatoren in die speziell zu den Eingangsstufen führenden Anodenleitungen; vergleiche hierzu außer *Bild 103* die *Bilder 95, 96* und *101*.

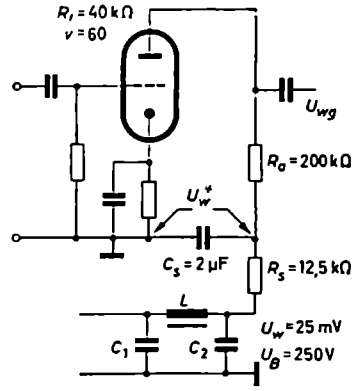


Bild 103. Aussiebung der Brummspannung und vollständige Einglättung der Anodenspannung durch LC- und R_sC_s-Siebglieder

Beispiel 10

Die Welligkeitsspannung eines Netzgerätes für $U_B = 250$ V betrage 25 mV. Um welchen Faktor und um wieviel dB wird sie verbessert, wenn in die Anodenleitung zur ersten Verstärkerröhre ein Siebglied aus $R_s = 12{,}5$ kΩ und $C_s = 2\,\mu$F eingeschaltet wird (*Bild 103*)? Das Netzgerät arbeite mit Doppelweggleichrichtung, so daß die Frequenz der Welligkeit 100 Hz ist.

Nach der Spannungsteilerregel gilt

$$\frac{U_w^*}{U_w} = \frac{1/\omega C_s}{\sqrt{R_s^2 + (1/\omega C_s)^2}}$$

Hierbei ist die parallel zu C_s liegende, sehr hochohmige Reihenschaltung aus R_s und Röhre vernachlässigt worden. Aus dem Ansatz folgt

$$U_w^* = U_w \frac{1}{\sqrt{(R_s \omega C_s)^2 + 1}}$$

Beim Einsetzen der Zahlenwerte ergibt sich

$$U_w^* = \frac{25\,\mathrm{mV}}{\sqrt{(12{,}5 \cdot 10^3\,\Omega \cdot 2\pi \cdot 100\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 2 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}\,\Omega^{-1})^2 + 1}} = \frac{25\,\mathrm{mV}}{\sqrt{(5\pi)^2 + 1}} \approx \frac{25\,\mathrm{mV}}{5\pi}$$

Die Lösung besagt, daß die Welligkeitsspannung um etwa den Faktor $5\pi = 15{,}7$ oder um 20 lg 15,7 = 24 dB auf den Wert von etwa 1,6 mV verbessert wird. Die am Kondensator C_k liegende Spannung liegt zugleich an der Reihenschaltung von R_a und Rohre. Hiervon wird der am Innenwiderstand R_i der Röhre auftretende Teilbetrag – es kommt ja für die Übertragung immer auf die gegen Erde, also gegen die Katode, sich ausbildende Spannung an – auf die nächste Rohre übertragen. Hat die erste Röhre einen Innenwiderstand von $R_i = 40\,\mathrm{k\Omega}$ und ist $R_a = 200\,\mathrm{k\Omega}$, so ist die Brummspannung am Gitter der folgenden Röhre

$$U_{w\,g} = U_w^* \frac{R_i}{R_a + R_i} = 1{,}6\,\mathrm{mV}\,\frac{40\,\mathrm{k\Omega}}{240\,\mathrm{k\Omega}} \approx 0{,}27\,\mathrm{mV}$$

Nimmt man an, daß die Eingangsröhre eine Verstärkung von 60 hat, so würden Eingangsspannungen des Verstärkers unter 270 μV : 60 = 4,5 μV im Netzbrumm untergehen.

III. Niederfrequenzverstärker

1. Allgemeine Anforderungen

Über die Frequenzbandanforderungen an die Vorstärker für Sprache und Musik ist bereits im Teil B.I. gesprochen worden. Danach sollen gute Musikübertragungsanlagen ein Frequenzband von etwa 50 Hz···10 kHz übertragen. Das erforderliche Band erweitert sich auf 30 Hz···20 kHz, wenn der Vorstärker „High-Fidelity-Qualität" (Hi-Fi-Gerät) haben soll. Bei einfachen Ruf- und Kommandoanlagen sowie den Verstärkern im Fernsprechverkehr kann das Frequenzband auf etwa 300···5000 Hz (3400 Hz) eingeengt werden. Vielfach wird für die Sprach- und Musikverstärker zusätzlich eine von Hand einstellbare Schaltung zur Tiefen- und Höhenanhebung oder -absenkung gefordert. Sie dient einerseits der Entzerrung des Frequenzganges der verschiedenen Tonquellen (Mikrofone, Schallplatten, Tonbänder) und andererseits der subjektiven Klangfarbenregelung.

Hinsichtlich der nichtlinearen Verzerrungen sind die Anforderungen in den letzten Jahren stark gestiegen [8]. Studioverstärker und Hi-Fi-Geräte sollen bei 1000 Hz und voller Aussteuerung einen Klirrfaktor von 0,5% und weniger haben; er darf an der unteren Grenze bei 40 Hz und im oberen Bereich bei 10 kHz um den Faktor 1,5···2 größer sein. Von normalen Übertragungsanlagen erwartet man Klirrfaktoren von 3% und weniger. Diese hohen Anforderungen an die Verzerrungsfreiheit lassen sich praktisch nur unter Anwendung entsprechend starker Gegenkopplungen erfüllen.

Damit plötzliche Impulse, zum Beispiel harte Klavieranschläge und Schlagzeugmusik, naturgetreu wiedergegeben werden, dürfen Qualitätsverstärker keine Einschwingvorgänge zeigen. Das Einschwingen kommt an unbeabsichtigten Resonanz-

stellen der Verstärkerschaltung zustande, also an Stellen, an denen zugleich Induktivitäten und Kapazitäten auftreten. Die häufigste Ursache stellt die Streuresonanz der Übertrager dar. Sie entsteht durch das Zusammenwirken von Streuinduktivität und Wicklungskapazität. Durch extrem streuarme und kapazitätsarme Wicklungen muß versucht werden, die Resonanz auf über 200 kHz zu schieben und sie dann durch äußere Belastungen genügend stark zu dämpfen.

Das Stör-/Nutzton-Verhältnis der Ausgangsspannung eines Verstärkers soll bei maximaler Aussteuerung wenigstens 1/1000 oder 60 dB, bei Qualitätsverstärkern sogar 1/10000 oder 80 dB betragen. Diese Zahlen gelten für ein Störgeräusch, das aus dem 50-Hz- oder 100-Hz-Netzbrummen besteht. Weist die Störspannung neben dem Netzbrummen andere Geräusche auf, beispielsweise ein hörbares Rauschen, so muß die Störgeräuschmessung über ein besonderes Geräuschbewertungsfilter, das die Ohrempfindlichkeit berücksichtigt, vorgenommen werden.

Unter der Brummodulation versteht man den Vorgang, daß eine nicht genügend geglättete Anodenspannung geringe periodische Verstärkungsschwankungen verursacht, durch die das Ausgangssignal mit der 50- oder 100-Hz-Welligkeitsfrequenz moduliert erscheint. Die Brummodulation macht sich vor allem leicht bei Gegentakt-B-Schaltungen bemerkbar. Ihr Modulationsgrad m_{Br} soll im Normalfall $< 2\%$ und in Hi-Fi-Anlagen sogar $< 0{,}2\%$ bleiben.

Unter der Leistungsangabe eines Verstärkers versteht man die Leistung, die man ihm mindestens zehn Minuten lang als Sinustondauerleistung entnehmen kann. Diese Nennleistung soll nicht nur in der Mitte, sondern auch an den Grenzen des Übertragungsbereiches zur Verfügung stehen. Neben der Nennleistung gibt es noch den Begriff der Spitzenleistung. Sie ist die Höchstleistung, die der Verstärker abgibt, wenn man ihn beliebig stark übersteuert, und soll das Doppelte der Nennleistung nicht überschreiten.

2. *RC*-Kopplung

Ein zweistufiger *RC*-Verstärker nach *Bild 104 (a)* hat im Anodenkreis der ersten Röhre einen reellen Widerstand R_a. Die an ihm entstehende Wechselspannung wird über einen Koppelkondensator C_K auf den Gitterwiderstand R_g^* und das Gitter der folgenden Röhre übertragen. Der Kondensator hat die Aufgabe, die Anodengleichspannung der ersten Röhre vom Gitter der zweiten fernzuhalten. Er muß so bemessen werden, daß er die Wechselspannungen des zu übertragenden Frequenzbereiches ungehindert überträgt. Die große Bedeutung dieses Widerstandsverstärkers liegt in seinem einfachen, billigen Aufbau und in seinem meistens ohne besondere Schwierigkeiten zu erreichenden breiten Frequenzbereich. Lediglich die Breitbandverstärker erfordern, wenn sie bis zu extrem hohen Frequenzen alles gleichmäßig gut übertragen sollen, einige besondere Schaltungskniffe und Abgleicharbeiten.

Verstärkung und Frequenzgang eines Widerstandsverstärkers ermittelt man am einfachsten aus der Ersatzschaltung der Röhrenstufe; sie ist im *Bild 104 (b)* darge-

stellt. Für *Rö 1* ist hier die Ersatzstromquellenschaltung mit dem konstanten Urstrom $I' = S U_{g1\sim}$ gewählt. Sie ist wegen der parallelen Lage aller Widerstände besonders übersichtlich. Das Hauptschaltbild enthält außer der Koppelkapazität C_K verschiedene andere Kapazitäten. Sie sind gestrichelt eingetragen, da sie in dem Verstärker nicht in Form greifbarer Kondensatoren vorkommen. Es handelt sich um die Ausgangskapazität C_a der ersten Röhre, die resultierende Schaltkapazität

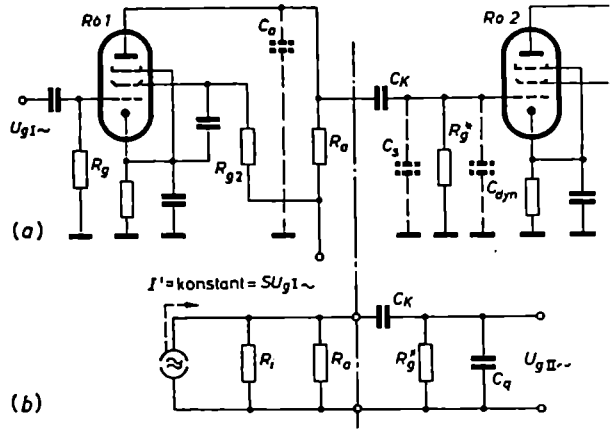


Bild 104 (a und b). Zweistufiger *RC*-Verstärker mit seiner vollständigen Ersatzschaltung

C_s der Verbindungsleitungen und um die dynamische Eingangskapazität C_{dyn} der zweiten Röhre. Diese Kapazitäten können, da sie alle quer zur Energieflußrichtung liegen, zu einer einzigen Querkapazität zusammengefaßt werden. Sie soll mit C_q bezeichnet und parallel zu R_g^* eingetragen werden. Es gilt also

$$C_q = C_{a1} + C_s + C_{dyn2}$$

oder nach Gl. (32)

$$C_q = C_{a1} + C_s + C_{gk2} + C_{ga2}(1 + v_2) \tag{69}$$

In den folgenden Abschnitten wird die Ersatzschaltung vom *Bild 104* (*b*) für die drei hauptsächlich interessierenden Frequenzbereiche weitervereinfacht. Die neuen, vereinfachten Ersatzschaltungen gestatten, die Verstärkung im mittleren Frequenzbereich sowie die untere und obere Grenzfrequenz in leichtverständlicher Form zu ermitteln.

a) Verstärkung v_m in Bandmitte

Wenn man von der „Verstärkung" einer Röhrenschaltung spricht, dann ist die Verstärkung in der Mitte des Übertragungsbereiches gemeint. An den Grenzen ist sie, ohne daß man dies berechnen muß, um den Faktor 0,707 kleiner. Die Mittenfrequenz eines NF-Verstärkers, das geometrische Mittel $\sqrt{f_u \cdot f_o}$ aus der untersten und ober-

sten Übertragungsfrequenz oder einfach auch die 800-Hz-Schwerpunktsfrequenz der Sprache, liegt meistens um den Faktor 10 und mehr von den Grenzfrequenzen entfernt. Hieraus folgt, daß man bei Untersuchungen in der Mitte des Übertragungsbereiches die von der Koppelkapazität C_K oder Querkapazität C_q herrührenden

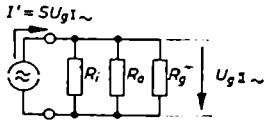


Bild 105. Ersatzschaltung einer RC-Koppelschaltung zur Berechnung der Verstärkung r_m im mittleren Frequenzbereich

Blindwiderstände vernachlässigen kann. Hierdurch vereinfacht sich die Ersatzschaltung vom *Bild 104* (*b*) zu der vom *Bild 105*. Man braucht auf diese Weise das Verstärkungsproblem nicht komplex durchzurechnen und gewinnt einfache Formeln. Aus der neuen Ersatzschaltung liest man ab

$$U_{g\,II\sim} = I' R_{ges} = S U_{g1\sim} R_{ges}$$

und hieraus

$$v_m = \frac{U_{g\,II\sim}}{U_{g1\sim}} = S R_{ges} \qquad \text{mit} \qquad \frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*} \tag{70}$$

Die Formel besagt, daß die Verstärkung generell um so höher wird, je größer die wirksame Steilheit S und der resultierende Widerstand von R_i, R_a und R_g^* sind. Bei Trioden wird der Gesamtwiderstand im wesentlichen durch den Innenwiderstand der Röhre bestimmt, da $R_i < R_a$ ist; bei Pentoden ist $R_i > R_a$. Hier hängt v hauptsächlich von R_a ab.

Die Anwendung von Gl. (70) setzt voraus, daß man Steilheit und Innenwiderstand der Röhre kennt, und zwar in dem Arbeitspunkt, der sich bei den vorgegebenen Daten der Außenwiderstände und Speisespannungen einstellt. Das wird bei einem Widerstandsverstärker nicht ohne weiteres der Fall sein, denn wie die *Bilder 106* (*a* und *b*) veranschaulichen, stimmt der Arbeitspunkt A_w eines Widerstandsverstärkers praktisch nie mit dem Arbeitspunkt überein, für den die Röhrentabellen die Kennwerte angeben. Der Tabellenarbeitspunkt A_n liegt in der Nähe der Anodengrenzleistungskurve. Eine Triodenröhre mit großem reellem Anodenwiderstand arbeitet dagegen unten im gekrümmten Teil der I_a/U_a-Kennlinien. Hier ist der Innenwiderstand wesentlich größer und die Steilheit S_w merklich kleiner (*Bild 106a*). Ähnliches gilt nach *Bild 106* (*b*) für die Pentode.

Im *Bild 107* ist der grundsätzliche Verlauf der Verstärkung v_m einer Triode in Abhängigkeit von der Höhe des Anodenwiderstandes und der Größe der Gittervorspannung dargestellt. Man erkennt: Bei schwach negativem Gitter ist die Verstärkung größer als bei stark negativem Gitter. Dies hängt mit der größeren Kennliniensteilheit bei kleinen Gittervorspannungen zusammen. Hinsichtlich der Abhängigkeit der Verstärkung vom Anodenwiderstand kann man sagen, daß v_m zwar grundsätzlich mit R_a wächst, daß es aber keinen Zweck hat, R_a extrem hoch zu

wählen. Für Werte von R_a wesentlich über (5···10) R_i steigt v_m nur unwesentlich an. Die Wahl der Vorspannung $U_{g\_}$ hängt von der Amplitude $\hat{u}_g$ der Gitterwechselspannung ab. Um nicht in das Gebiet der Gitteranlaufströme zu kommen, wählt man die Vorspannung am besten nach folgender Formel:

$$U_{g\_} = -(\hat{u}_g + 0{,}5\,\mathrm{V}) \quad \text{bis} \quad -(\hat{u}_g + 1\,\mathrm{V}) \tag{71}$$

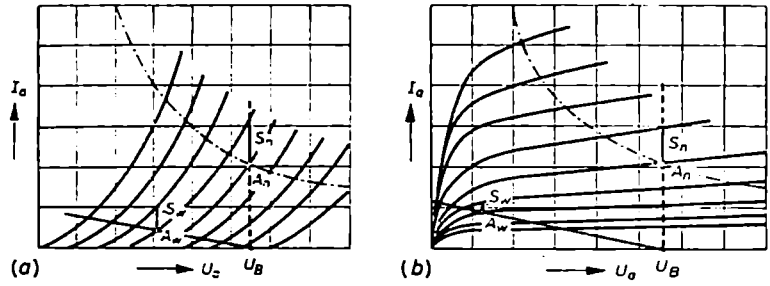


Bild 106. Unterschiedliche Lage des Arbeitspunktes A_w eines Widerstandsverstärkers und des normalen, in den Röhrentabellen angegebenen Arbeitspunktes A_n (a) in einem Trioden-, (b) in einem Pentodenkennlinienfeld

Eine Ausnahme bildet der Fall, in dem man die Gittervorspannung mit Hilfe eines sehr großen Gitterwiderstandes ($R_g = 22\,\mathrm{M\Omega}$) absichtlich aus dem Anlaufstromeffekt herleitet (Abschnitt B.II.3.).

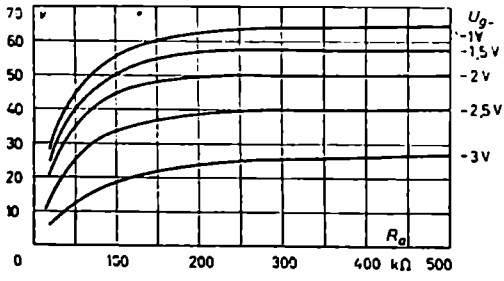


Bild 107. Grundsätzlicher Verlauf der Verstärkung einer Triode (≈ ECC 83) in Abhängigkeit von R_a für verschiedene Gittervorspannungen

Bei Pentoden gibt es, wie *Bild 108* veranschaulicht, für jede Gittervorspannung einen ganz bestimmten Anodenwiderstand, für den die Verstärkung maximal groß wird. Je negativer die Vorspannung ist, desto höher rückt der günstigste Wert von R_a, um so größer wird gleichzeitig die Verstärkung. Nach dem Diagramm, das die Verstärkungsverhältnisse der NF-Pentode EF 86 bei konstanter Schirmgitterspannung von 250 V wiedergibt, hat man zum Beispiel, wenn $U_{g\_} = -1{,}5$ V ist, $R_a \approx 45\,\mathrm{k\Omega}$ zu wählen, um hierbei eine höchste Verstärkung von $v_m \approx 100$ zu

erreichen. Bei $U_{g\_} = -3$ V erzielt man eine optimale Verstärkung von $v_m \approx 190$, wenn man $R_a \approx 150$ kΩ groß macht.

Die Ursache für diese Abhängigkeiten zwischen v, R_a und $U_{g\_}$ liegt nach *Bild 109* darin, daß bei einer gegebenen Gittervorspannung von zum Beispiel $-1{,}5$ V der Arbeitspunkt mit wachsendem R_a an der Kennlinie entlang nach links wandert und dabei allmählich aus dem waagerecht verlaufenden Kennlinienteil (*A 1*···*A 3*) in

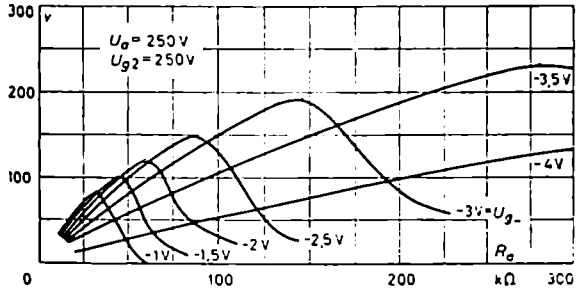


Bild 108. Grundsätzlicher Verlauf der Verstärkung einer Pentode (EF 86) in Abhängigkeit von R_a für verschiedene Gittervorspannungen, aber konstante Schirmgitterspannung

den gekrümmten Teil rutscht (*A 3*···*A 5*). Bei dieser Wanderung nimmt die waagerechte Basis des Verstärkungsdreiecks, die bekanntlich ein Maß für v darstellt, zunächst zu, um dann nach Erreichen eines Höchstwertes (etwa in *A 3*) wieder abzunehmen. Umgekehrt gibt es für einen vorgegebenen Anodenwiderstand von zum Beispiel $R_a = 60$ kΩ einen günstigsten Wert der Gittervorspannung, denn die

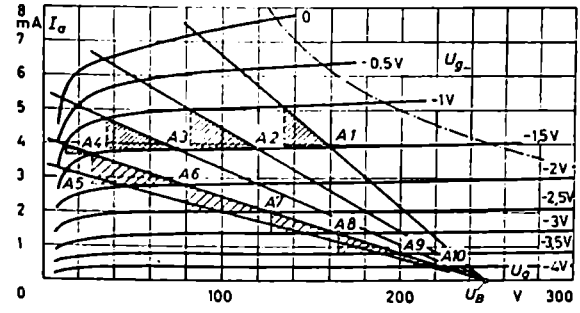


Bild 109. Zur Erklärung der Abhängigkeit der Verstärkung einer Pentode von der Größe des Anodenwiderstandes und der Lage seiner Widerstandsgeraden

Kennlinienabstände in den Schnittpunkten mit der Widerstandsgeraden sind bei kleinen Vorspannungen erst klein (*A 1*), dann wachsen sie mit zunehmender Vorspannung an (*A 6*), um bei stark negativen Werten der Vorspannung wieder abzunehmen (*A 7*···*A 10*).

Erfahrungsgemäß wird bei Pentoden jeweils dann die größte Verstärkung erreicht, wenn man den Anodenwiderstand so wählt, daß seine Widerstandsgerade in den oberen Teil des Knickes der Kennlinie für die vorgesehene Vorspannung zielt. In

diesem Fall liegen etwa 25···35% der Batteriespannung U_B an der Röhre und 75···65% am Anodenwiderstand. Hieraus folgt, daß man die für die jeweilig gewählten Vorspannungen optimalen Anodenwiderstände grafisch dadurch leicht findet, daß man nach *Bild 113 (c)* dort, wo sich die Kennlinien stärker zu krümmen beginnen oder dort, wo auf der Abszissenachse der Punkt $(0{,}25\cdots0{,}35)\ U_B$ liegt, eine Senkrechte zeichnet. Die Schnittpunkte dieser Senkrechten mit den einzelnen Kennlinien legen zusammen mit der Speisespannung U_B auf der Abszissenachse den günstigsten Außenwiderstand R_a fest (*Aufgabe 32*).

Die vorstehenden Überlegungen zielten auf die Erreichung möglichst großer Verstärkungsziffern ab. Sie berücksichtigten nicht, daß unter Umständen aus Verzerrungsgründen oder bei Forderung einer extrem hohen oberen Grenzfrequenz (Breitbandverstärker) der Anodenwiderstand wesentlich kleiner gewählt und damit zusammenhängend ein merklicher Rückgang der Verstärkung in Kauf genommen werden muß.

b) Untere Grenzfrequenz

Die untere Grenzfrequenz eines Widerstandsverstärkers wird durch die Koppelkapazität C_K bestimmt. Mit abnehmender Frequenz bleibt ein zunehmend größerer Betrag der Anodenwechselspannung am Kondensator hängen, so daß an das Gitter der zweiten Röhrenstufe immer weniger Spannung gelangt. Die Querkapazität C_q spielt bei tiefen Frequenzen keine Rolle, da ihr Widerstand hier groß gegen die Parallelschaltung von R_a und R_g^* ist. Sie kann daher bei der Aufstellung einer Ersatzschaltung, die speziell für die Ermittlung der unteren Übertragungsfrequenz dienen soll, außer acht gelassen werden. Auf diese Weise vereinfacht sich die Ersatzschaltung im *Bild 101 (b)* in die im *Bild 110 (a)*. Für die praktische Anwendung

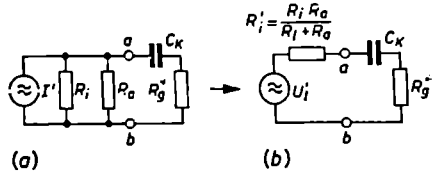


Bild 110 (a und b). Ersatzschaltungen einer RC-Verstärkerstufe zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz

formt man diese Schaltung zweckmäßigerweise etwas um. Ersetzt man die Urstromquelle und die beiden festen Widerstände R_i und R_a durch eine Ersatzspannungsquelle mit dem resultierenden Innenwiderstand $R_i' = R_i \,||\, R_a = \dfrac{R_i R_a}{R_i + R_a}$, so entsteht die Ersatzschaltung im *Bild 110 (b)*. Aus ihr läßt sich ablesen, daß die untere Grenzfrequenz ω_u dort liegt, wo der kapazitive Widerstand $1/\omega_u C_K$ gleich dem Reihenwiderstand der beiden Wirkwiderstände R_i' und R_g^* wird, also

$$\frac{1}{\omega_u C_K} = R_i' + R_g^* = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R_g^*$$

Hieraus folgt, je nachdem, ob man bei vorgegebenem C_K die untere Grenzfrequenz oder bei gefordertem ω_u die erforderliche Koppelkapazität C_K ermitteln will,

$$\omega_u \geqq \frac{1}{(R_g^* + R_i')\,C_K} \tag{72}$$

beziehungsweise

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \geqq \frac{1}{(R_g^* + R_i')\,\omega_u} \qquad \text{mit} \qquad R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \tag{73}$$

Der Ersatzgenerator mit R_i' wird meistens niederohmig gegenüber R_g^* sein, weil entweder das R_i (Triode) oder das R_a (Pentode) klein ist. Damit wird dann an den Klemmen ab eine nahezu frequenzunabhängige, konstante Klemmenspannung auftreten, so daß man für Näherungs- und Überschlagsrechnungen auch schreiben kann

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \approx \frac{1}{\omega_u R_g^*} \tag{74}$$

Den endgültigen Wert des Kondensators soll man nicht wesentlich größer als errechnet wählen. Erstens besteht bei mehrstufigen Verstärkern die Gefahr, daß sie in tiefer Frequenzlage ins Eigenschwingen kommen, zweitens geht der absolute Wert des Isolationswiderstandes eines Kondensators mit der Vergrößerung seines Kapazitätswertes herunter. (Bei einer Zeitkonstante CR_{is} für einen bestimmten Kondensatortyp ist $R_{is} \sim 1/C$.) Dadurch nimmt der Isolationsleckstrom zu, den die Anodengleichspannung der ersten Röhre über den Kondensator C_K und den Gitterwiderstand der zweiten Röhre treibt. Er kann in diesem Falle das Gitterpotential der zweiten Röhre entsprechend $R_g^* I_{is}$ unzulässig weit in positiver Richtung verschieben. Außerdem kann eine große Zeitkonstante $C_K R_g^*$ bei einer momentanen, starken Übersteuerung der zweiten Röhre diese durch Gleichrichterwirkung (Audioneffekt) für zu lange Zeit in den Sperrzustand versetzen.

c) Obere Grenzfrequenz

Die Übertragungsfähigkeit des RC-Verstärkers nach hohen Frequenzen hin hängt von der quer zur Energieflußrichtung liegenden Kapazität C_q ab. Mit steigender Frequenz schließt C_q den Gitterkreis der zweiten Röhrenstufe in zunehmendem Maße kurz. Dies geschieht um so früher, je hochohmiger die Generatorseite ist. Wäre sie so niederohmig wie beispielsweise das Starkstromnetz, so würde die Spannung am Gitter erst bei extrem hohen Frequenzen zusammenbrechen. Ein niederohmiger Generator hält eben die Klemmenspannung konstant. Aus diesen einfachen Überlegungen folgt bereits, daß hohe Grenzfrequenzen unter Umständen, um die Speiseseite niederohmig zu machen, kleine Anodenwiderstände erfordern.

Die Koppelkapazität C_K braucht an der oberen Übertragungsgrenze, da ihr Widerstand bereits bei mittleren Frequenzen vernachlässigbar klein ist, nicht mehr berücksichtigt zu werden. Deswegen kann zur Berechnung der oberen Grenzfrequenz

statt der vollständigen Ersatzschaltung vom *Bild 104* (*b*) die im *Bild 111* (*a*) angegebene Ersatzschaltung benutzt werden. Sie läßt sich unter Zusammenfassung aller Wirkwiderstände zu einem neuen R_i'' und bei Übergang von der Ersatzstromquelle zur Ersatzspannungsquelle in das *Bild 111* (*b*) vereinfachen. Der Wechsel in der Art der Ersatzquelle braucht die Betrachtungen nicht zu stören, da bei der Untersuchung der Grenzfrequenz nur Widerstände, aber keine Ströme und Spannungen wichtig sind. Der Wechsel erfolgt hier deshalb, weil bei einer Ersatzspannungsquelle der Innenwiderstand R_i'' als Längswiderstand erscheint und mit ihm leichter die Grenzbedingung aufgestellt und begründet werden kann.

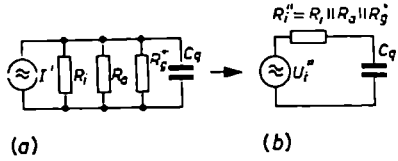


Bild 111 (a und b). Ersatzschaltungen einer *RC*-Verstärkerstufe zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz

Aus *Bild 111* (*b*) liest man ab, daß die obere Grenzfrequenz dort liegt, wo der Widerstand der Querkapazität gleich dem Innenwiderstand der Ersatzschaltung ist, also

$$\frac{1}{\omega_o C_q} = R_i'' \tag{75}$$

ist. R_i'' hat den gleichen Wert wie R_{ges} in Gl. (70), nämlich

$$R_i'' = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*}} \tag{76}$$

Man beachte, daß die Grenzfrequenz nicht etwa dort liegt, wo $1/\omega C_q$ in die Größenordnung von R_g^* kommt und anfängt, diesen Widerstand allmählich kurzzuschließen. Dies würde nur dann der Fall sein, wenn die Generatorseite extrem hochohmig wäre und einen konstanten Strom lieferte.

Bei Trioden kann man wegen der Kleinheit des Röhreninnenwiderstandes in der Parallelschaltung von R_i, R_a und R_g^* den Anodenwiderstand und Gitterwiderstand in erster Näherung vernachlässigen und $R_i'' \approx R_i$ setzen. Damit erhält man aus Gl. (75) die Näherungsformel

$$\omega_o \approx \frac{1}{R_i C_q} \qquad \text{(bei Trioden)} \tag{77}$$

Genau wie bei der Ermittlung von v_m darf hier für R_i nicht einfach der Tabellenwert genommen werden. Wegen der Lage des Arbeitspunktes im gekrümmten Teil des I_a/U_a-Kennlinienfeldes kann das wirksame R_i einer Röhrenstufe mit großem R_a 50% größer als das R_i der Tabelle werden.

Bei Pentoden hat von den drei Widerständen R_i, R_a und R_g^* der Anodenwiderstand den kleinsten Wert, so daß hauptsächlich er in Gl. (76) die Größe von R_i'' bestimmt.

Damit läßt sich Gl. (75) für Überschlagsrechnungen in die Formel

$$\omega_o \approx \frac{1}{R_a C_q} \qquad \text{(bei Pentoden)} \tag{78}$$

vereinfachen; eine hohe Grenzfrequenz bedingt also ein kleines R_a. Hierin liegt beispielsweise begründet, daß in der Impulstechnik, die zur sauberen Übertragung der Anstiegs- und Abfallflanken von Rechteckimpulsen sehr hohe Frequenzen benötigt, Anodenwiderstände in der Größenordnung von 1···5 kΩ keine Seltenheit sind. Da kleine R_a-Werte nach Gl. (70) kleine Verstärkungsziffern liefern, kann die Forderung nach hohen Übertragungsfrequenzen nur auf Kosten der Verstärkung erfüllt werden.

Beispiel 11

Berechnung der dynamischen Eingangskapazität einiger Trioden und Pentoden
Für die Berechnung von C_{dyn} benötigt man nach Gl. (32)

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1 + v)$$

die Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk}, die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} und die Betriebsverstärkung v der betreffenden Röhre. v hängt von der Größe des benutzten Anodenwiderstandes ab. Alle diese Werte kann man heutzutage in den meisten Fällen aus den zum Teil sehr ausführlichen Röhrentabellen der Firmen übernehmen. Die *Tabelle 4* gibt für eine Reihe von NF-Trioden und NF-Pentoden die entsprechenden Werte wieder.

	C_a (pF)	C_{gk} (pF)	C_{ga} (pF)	R_a (kΩ)	v_m	U_B (V)	C_{dyn} (pF)
ECC 83	0,46	1,6	1,7	220	66,5	250	116
				47	37,5	250	67
AC 701	1,5	2	2,2	200	9	120	24
E 80 CC	0,45	2,4	3,1	220	21	250	71
				47	18,5	250	63
EF 86	5,5	4	0,05	220	180	250	13
				100	112	250	10
EF 804	6	4,8	0,06	300	210	250	17
EF 804 S	5,5	4,3	0,06	300	210	250	17

Tabelle 4. Die dynamischen und sonstigen Kapazitäten moderner NF-Trioden und NF-Pentoden

Beispiel 12

Gegeben ist das Schaltbild eines zweistufigen, *RC*-gekoppelten Verstärkers mit der Doppeltriode ECC 83 (*Bild 112*). Die in das Schaltbild eingetragenen Zahlenwerte der Widerstände, Kondensatoren und Verstärkungsziffern sind dem Valvo-Röhrenhandbuch entnommen. Folgende Fragen sind zu beantworten:

1) Mit welchen Gittervorspannungen arbeiten die beiden Röhren?
2) Wie groß darf die Eingangsspannung $U_{g1\sim}$ maximal gewählt werden, damit Röhre 2 nicht übersteuert wird?

3) Welche Ausgangsspannung gibt der Verstärker dann maximal ab?
4) Wo liegt die untere Grenzfrequenz f_u des Verstärkers auf Grund der RC-Kopplung?
5) Dimensioniere für diese Grenzfrequenz die Katodenkondensatoren C_{k1} und C_{k2}.
6) Wo liegt die obere Übertragungsgrenze f_o, wenn zwischen den beiden Röhrenstufen eine Schaltkapazität von $C_s = 10$ pF angenommen wird?
7) Wohin verschiebt sich f_o, wenn durch ungeschickte Leitungsführung zwischen der Anoden- und Gitterleitung des zweiten Systems eine kapazitive Kopplung von 2 pF auftritt?
8) Wie groß muß die Speisespannung U_B' gewählt werden, wenn zur besseren Brummsiebung ein $R_s C_s$-Siebglied in die Anodenleitung geschaltet ist?

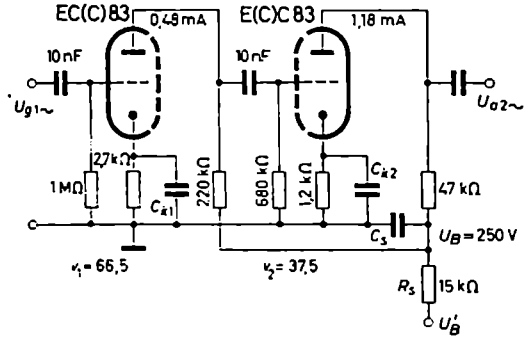


Bild 112. Schaltung zum *Beispiel 12*

Zu 1) Aus den angegebenen Anodenströmen und Katodenwiderständen folgt

$$U_{g1\_} = (-)2{,}7\,\text{k}\Omega \cdot 0{,}48\,\text{mA} = (-)1{,}3\,\text{V}$$

und

$$U_{g2\_} = (-)1{,}2\,\text{k}\Omega \cdot 1{,}18\,\text{mA} = (-)1{,}42\,\text{V}$$

Zu 2) Unter Beachtung von Gl. (71) darf die Gitterwechselspannung der zweiten Röhre höchstens

$$\hat{u}_{g2} = U_{g2\_} - 0{,}5\,\text{V} = 1{,}42\,\text{V} - 0{,}5\,\text{V} = 0{,}92\,\text{V}$$

sein. Da die erste Röhrenstufe laut Röhrenhandbuch eine Verstärkung von $v_1 = 66{,}5$ hat, wird

$$U_{g1\sim} \leqq \frac{0{,}92\,\text{V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{66{,}5} = 9{,}8\,\text{mV}$$

Zu 3) Die Gesamtverstärkung der Röhre ist $v_{ges} = v_1 \cdot v_2 = 66{,}5 \cdot 37{,}5 = 2500$. Daraus folgt eine Ausgangsspannung von

$$U_{a2} = v_{ges} U_{g1\sim} = 2500 \cdot 9{,}8\,\text{mV} = 24{,}5\,\text{V}$$

Nach der Röhrentabelle darf die Ausgangsspannung nicht größer als 23 V werden, wenn der Klirrfaktor $< 7\%$ bleiben soll.

Zu 4) Die untere Grenzfrequenz der RC-Koppelschaltung errechnet sich aus Gl. (72)

$$\omega_u = \frac{1}{(R_g^* + R_i')\,C_K} \qquad \text{mit} \qquad R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

Hierin sind R_g^*, R_a und C_K auf Grund der Schaltungsangaben bekannt. Für den Innenwiderstand R_i der ersten Röhre darf nicht einfach der Tabellenwert von 62,5 kΩ eingesetzt werden. Aus dem Kennlinienfeld vom *Bild 12* läßt sich im Schnittpunkt der 220-kΩ-Widerstandsgeraden mit der Kennlinie für $-1{,}5$ V ein Innenwiderstand von etwa 85 kΩ abgreifen. Damit wird

$$R_i' = \frac{85 \cdot 220}{85 + 220}\,\text{k}\Omega = 61{,}4\,\text{k}\Omega$$

und

$$\omega_u = \frac{1}{(680 + 61{,}4)\,\text{k}\Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9}\,\text{F}} = 135\,\text{s}^{-1} \qquad \text{oder} \qquad f_u = 21{,}5\,\text{Hz}$$

Zu 5) Die Katodenkondensatoren werden nach Gl. (57) berechnet. Man benötigt dazu den Durchgriff D. Für ihn kann man, ohne einen großen Fehler zu machen, den Tabellenwert von 1% nehmen. Damit wird in der ersten Röhrenstufe

$$\frac{C_{k1}}{\mu\text{F}} = \frac{500}{0{,}01\,(220 + 85) \cdot 21{,}5} = 7{,}65 \qquad \text{also} \qquad C_{k1} \approx 10\,\mu\text{F}$$

und in der zweiten Röhrenstufe mit $R_{i2} \approx 70$ kΩ

$$\frac{C_{k2}}{\mu\text{F}} = \frac{500}{0{,}01\,(47 + 70) \cdot 21{,}5} \approx 20 \qquad \text{also} \qquad C_{k2} = 20\,\mu\text{F}$$

Zu 6) Für die Ermittlung der oberen Grenzfrequenz benötigt man die Querkapazität C_q. Entsprechend Gl. (69) und den Werten aus *Tabelle 4* ergibt sich bei einer angenommenen Schaltkapazität von 10 pF

$$C_q \quad (0{,}46 + 10 + 67)\,\text{pF} = 77{,}5\,\text{pF}$$

Bevor dieser Wert in Gl. (75) eingesetzt wird, muß erst R_i'' nach Gl. (76) bestimmt werden. Es ist

$$\frac{1}{R_i''} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*} = \frac{1}{85\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{220\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{680\,\text{k}\Omega} = 0{,}0178\,\frac{1}{\text{k}\Omega}$$

oder $\qquad R_i'' = 56{,}2\,\text{k}\Omega$

Damit wird

$$\omega_o = \frac{1}{C_q R_i''} = \frac{1}{77{,}5 \cdot 10^{-12}\,\text{F} \cdot 56{,}2 \cdot 10^3\,\Omega} = 230\,000\,\text{s}^{-1}$$

oder $\qquad f_o = 36{,}6\,\text{kHz}$

Zu 7) In der Praxis zeigt sich beim experimentellen Nachmessen, daß die obere Grenzfrequenz meist wesentlich niedriger als oben errechnet ist. Die Ursache hierfür ist vor allem darin zu suchen, daß die effektive Kapazität C_{gg2}' zwischen Gitter und Anode der zweiten Röhre durch ungeschickte Verlegung der Anoden- und Gitteranschlußleitungen sowie wegen der zusätzlichen Kapazität in der Röhrenfassung größer als die reine Röhrenkapazität von $C_{ga} = 1{,}7$ pF ist. Schätzt man zum Beispiel die insgesamt wirksame Kapazität C_{gg}' zu 1,7 pF + 2 pF = 3,7 pF, wird

$$C_q' = 0{,}46\,\text{pF} + 10\,\text{pF} + 1{,}6\,\text{pF} + 3{,}7\,(1 + 37{,}5)\,\text{pF} = 154{,}5\,\text{pF}$$

und damit

$$\omega_o' = \frac{1}{C_g' R_i''} = \frac{1}{154{,}5 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F} \cdot 56{,}2 \cdot 10^{3}\,\Omega} = 115\,400\,\mathrm{s}^{-1}$$

oder $f_o' = 18{,}4\,\mathrm{kHz}$

Dies ist ein Wert, der in der Praxis ohne weiteres auftreten kann und der es verständlich macht, wie kritisch bei hohen Verstärkungsziffern kleinste Kapazitäten zwischen Gitter und Anode sind.

Zu 8) Wenn in die Anodenzuleitung zur besseren Brummsiebung ein Siebwiderstand von $R_s = 15\,\mathrm{k\Omega}$ geschaltet wird, dann muß die Speisespannung U_B' um den Spannungsfall $U_s = R_s(I_{a1} + I_{a2}) = 15\,\mathrm{k\Omega} \cdot 1{,}60\,\mathrm{mA} = 24{,}4\,\mathrm{V}$ größer als $U_B = 250\,\mathrm{V}$ sein.

Aufgabe 31

Mit der Röhre ECL 82 ist ein einfacher zweistufiger NF-Verstärker mit *RC*-Kopplung und Übertragerausgang zu entwerfen. Laut Röhrentabelle schlagen die Röhrenfirmen folgende Betriebswerte für das Trioden- beziehungsweise Pentodensystem vor:

Triode:	U_B	$= 200\,\mathrm{V}$		R_k	$= 0\,\Omega$	C_{gk}	$= 3\,\mathrm{pF}$
	R_a	$= 220\,\mathrm{k\Omega}$		I_a	$= 0{,}61\,\mathrm{mA}$	C_{ak}	$4{,}3\,\mathrm{pF}$
	R_{gTr}	$= 22\,\mathrm{M\Omega}$		μ	$= 70$	C_{ag}	$= 4{,}5\,\mathrm{pF}$
	R_g^*	$= 680\,\mathrm{k\Omega} = R_{gP}$		v_{bstr}	$= 55$		
Pentode:	U_a	$= 200\,\mathrm{V}$		S	$= 6{,}4\,\mathrm{mA/V}$	C_{gk}	$9{,}3\,\mathrm{pF}$
	U_{g2}	$= 200\,\mathrm{V}$		R_i	$= 20\,\mathrm{k\Omega}$	C_{ak}	$= 8\,\mathrm{pF}$
	U_{g1}	$= -16\,\mathrm{V}$		$R_{a\,opt}$	$= 5{,}0\,\mathrm{k\Omega}$	C_{ag}	$0{,}3\,\mathrm{pF}$
	I_a	$= 35\,\mathrm{mA}$		$P_\sim$	$= 3{,}5\,\mathrm{W}$		
	I_{g2}	$= 7\,\mathrm{mA}$		$U_{g\sim}$	$= 6{,}6\,\mathrm{V}$		

Zeichne das Schaltbild des Verstärkers und gib die Größe der Koppelkapazität C_K sowie die Katodenkombination $R_k C_k$ des Pentodensystems an. Die untere Übertragungsgrenze liege bei 50 Hz. Wo liegt die obere Grenzfrequenz der Koppelschaltung zwischen den Röhren, wenn die Schaltkapazität zu $C_s = 10\,\mathrm{pF}$ geschätzt und für den Betriebsinnenwiderstand der Triode ein Wert von 40 kΩ eingesetzt wird?
(Antwort: $R_{kP} = 380\,\Omega$, C_{kP} nach Gl. (56) $= 64\,\mu\mathrm{F}$, gewählt $100\,\mu\mathrm{F}$, C_K nach Gl. (73) $= 4{,}5\,\mathrm{nF}$, gewählt $10\,\mathrm{nF}$, $C_g = [4{,}3 + 10 + 9{,}3 + 0{,}3(1 + v_P)]\,\mathrm{pF} = 30{,}3\,\mathrm{pF}$ mit $v_P = U_{a\sim}/U_{g\sim} = \sqrt{P_\sim R_{a\,opt}}/U_{g\sim} = 21{,}2$, $R_i'' = 32{,}2\,\mathrm{k\Omega}$ und f_o nach Gl.(75) $= 163\,\mathrm{kHz}$)

Aufgabe 32

Für die im *Bild 113(a)* angegebene Schaltung mit der kommerziellen NF-Pentode EF 804 wurde in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand R_a für eine feste Schirmgitterspannung von $U_{g2} = 140\,\mathrm{V}$, aber verschiedene Steuergittervorspannungen U_{g-} die Verstärkung v aufgenommen und in den Kurven vom *Bild 113(b)* grafisch dargestellt. Kontrolliere durch Eintragen der Widerstandsgeraden der einzelnen optimalen R_a-Werte in das Kennlinienfeld der EF 804 (*Bild 113c*) die Brauchbarkeit der Faustformel, daß man die größte Verstärkung näherungsweise dann erhält, wenn die Widerstandsgerade in den oberen Teil der Kennlinienkrümmung der jeweiligen Gittervorspannung weist oder 25···35% der Batteriespannung als Anodengleichspannung an der Röhre und 75···65% am Anodenwiderstand auftreten.

Welcher Wert ist hiernach dem Anodenwiderstand zu erteilen, wenn die Röhre mit einer Batteriespannung von 200 V beziehungsweise 300 V, aber weiterhin fester Schirmgitterspannung von 140 V betrieben werden soll und für die Gittervorspannung — 2,3 V vorgesehen sind?

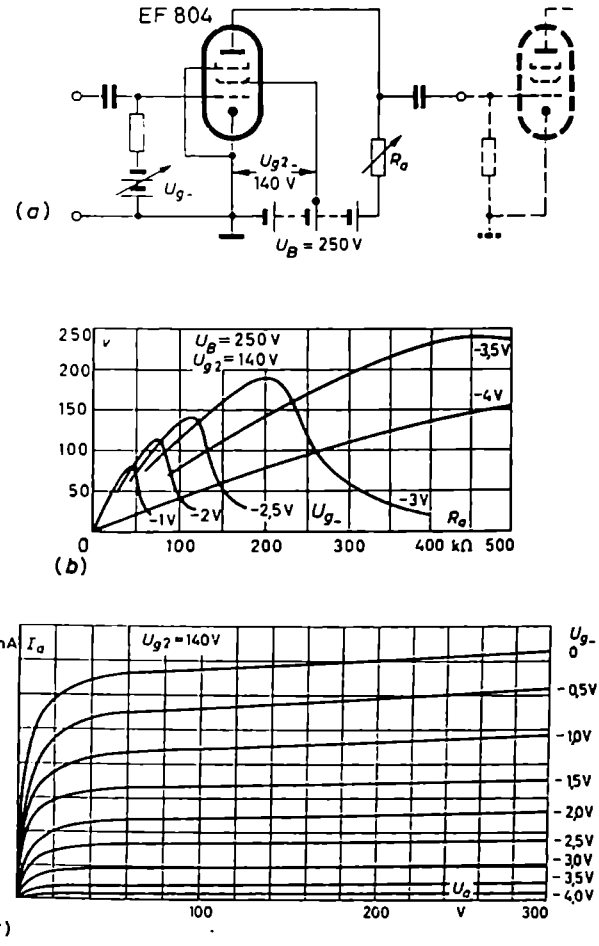


Bild 113 (a bis c). Zur *Aufgabe 32*: Verstärkung der EF 804 in Abhängigkeit von R_a und U_{g-} bei einer festen Schirmgitterspannung von 140 V

(Antwort: Beim Eintragen der optimalen R_a-Werte ergibt sich für die günstigste Anodenspannung ein Wert von 60…73 V oder 24…29% von U_B. Bei $U_{g-} = -2{,}3$ V ist $I_a \approx 1{,}9$ mA. Damit bei $U_B = 200$ V davon an R_a etwa 70%, also 140 V, abfallen, muß $R_a = 140\text{ V}/1{,}9\text{ mA} \approx 74$ kΩ groß sein. Bei $U_B = 300$ V muß $R_a = 210\text{ V}/1{,}9\text{ mA} \approx$ ≈ 110 kΩ groß sein.)

Aufgabe 33

Für einen zweistufigen Verstärker in *RC*-Kopplung mit den Pentoden EF 804 (U_B = 250 V, U_{g2} = 140 V = konstant) ist der Anodenwiderstand R_a unter der Bedingung zu bestimmen, daß die obere Grenzfrequenz des Verstärkers bei f_o = 60 kHz liegt. Der Innenwiderstand der ersten EF 804 werde zu 1 MΩ geschätzt und der Gitterwiderstand der zweiten Röhre EF 804 zu R_g^* = 0,7 MΩ gewählt. Wie groß ist die Gittervorspannung zu wählen, damit die Verstärkung bei dem errechneten R_a-Wert möglichst groß wird? Welcher Wert ist dem Katodenwiderstand R_k der ersten Stufe zu erteilen, damit sie sich ihre Gittervorspannung automatisch selbst aufbaut? Den Schirmgitterstrom schätze man dabei zu 0,2 I_a.

(Antwort: Nach *Tabelle 4* nimmt bei C_g = 10 pF die Querkapazität den Wert C_q = 33 pF an. Nach Gl. (75) wird dafür $R'' \approx$ 80,6 kΩ oder $R_a \approx$ 100 kΩ. Nach *Bild 113(c)* wird bei R_a = 100 kΩ die Verstärkung ein Maximum, wenn $U_{g\_} \approx -2{,}4$ V ist. Mit $I_a \approx$ ≈ 1,8 mA wird R_k = 1,1 kΩ.)

Beispiel 13

Es soll ein zweistufiger Verstärker mit den NF-Pentoden EF 804 nach *Bild 104* aufgebaut und hinsichtlich des günstigsten Anodenwiderstandes untersucht werden. Die meisten NF-Verstärker in *RC*-Kopplung arbeiten nicht mit fester, sondern mit gleitender Schirmgitterspannung. Die Schirmgitterspannung ist fest, wenn sie nach *Bild 113(a)* an einer Anzapfung der Speisebatterie U_B oder nach *Bild 99(b)* von einem niederohmigen Spannungsteiler abgenommen wird. Sie gleitet, wenn sie wie im *Bild 104* über einen hochohmigen Schirmgitterwiderstand R_{g2} aus der Batteriespannung hergeleitet wird, und zwar in dem Sinn, daß sie mit abnehmender Steuergittervorspannung heruntergeht, weil bei positiver werdendem Gitter der Schirmgitterstrom und daraufhin auch der Spannungsfall an R_{g2} wachsen.

In einer Schaltung mit gleitender Schirmgitterspannung kann der für maximale Verstärkung günstigste Anodenwiderstand nicht mehr grafisch in den normalen Kennlinienfeldern ermittelt werden. Sobald die Schirmgitterspannung gleitet, gibt es nämlich kein einheitlich gültiges Kennlinienfeld mehr. Für jeden Schirmgitterwiderstand müßte vielmehr ein gesondertes Feld aufgenommen werden. Hier hilft die Röhrenindustrie dem Geräteentwickler dadurch, daß sie ihm in Form einer Tabelle verschiedene günstige Widerstands- und Spannungskombinationen vorschlägt, von denen er sich für seine Gegebenheiten eine geeignete aussuchen kann. So gilt beispielsweise für die Röhre EF 804 die *Tabelle 5*.

U_B	250	250	250	100	100	100	V
R_a	0,3	0,2	0,2	0,3	0,2	0,2	MΩ
R_{g2}	1,5	1,0	1,2	1,2	1,0	1,2	MΩ
R_{g1}	1	1	10	1	1	10	MΩ
R_g^*	1	1	0,7	1	1	0,7	MΩ
R_k	2,0	1,5	0	5,0	3,0	0	kΩ
I_a	0,61	0,87	0,9	0,21	0,20	0,3	mA
I_{g2}	0,11	0,16	0,17	0,045	0,055	0,06	mA
$v = \frac{U_{a\sim}}{U_{g\sim}}$	210	175	100	125	120	120	fach

Tabelle 5. Betriebswerte der EF 804 in *RC*-gekoppelten NF-Verstärkern

Errechnet man sich nach dieser Tabelle aus R_a und I_a die Spannungsfälle über den verschiedenen Anodenwiderständen, so findet man auch hier die Faustregel bestätigt, daß für maximale Verstärkung U_{R_a} etwa 65···75% von U_B ist, denn bei

$U_B = 250$ V ist $R_a I_a = 0{,}3\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}61\,\mathrm{mA} = 183\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 73\,\%$ von U_B

$0{,}2\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}87\,\mathrm{mA} = 174\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 70\,\%$ von U_B

$= 0{,}2\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}9\ \mathrm{mA}\ \ 180\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 72\,\%$ von U_B

Für $U_B = 100$ V wird $R_a I_a = 0{,}3\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}21\,\mathrm{mA}\ \ 63\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 63\,\%$ von U_B

$= 0{,}2\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}29\,\mathrm{mA} = 58\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 58\,\%$ von U_B

$= 0{,}2\,\mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}3\ \mathrm{mA} = 60\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 60\,\%$ von U_B

Wenn für $U_B = 100$ V die Faustregel nicht ganz so gut erfüllt ist wie bei 250 V, so liegt das in der Hauptsache daran, daß die verfügbaren Ohm-Werte der Anodenwiderstände nicht fein genug abgestuft sind.

d) Frequenzgang der Ausgangsspannung einer Schaltung in Dezibel

In den vorangegangenen Abschnitten hat sich ergeben, daß wegen der Anwesenheit von Blindwiderständen nicht alle Frequenzen gleichmäßig gut übertragen werden. Meistens werden die ganz tiefen oder die ganz hohen oder auch beide Frequenzen schlecht übertragen. Wenn man vom Schwingkreis absieht, ist der einzelne Blindwiderstand immer nur entweder für den Abfall der tiefen oder für den der hohen Frequenzen verantwortlich. Die Grenzfrequenz liegt jeweils dort, wo der Blindwiderstand gleich einem bestimmten Wirkwiderstand wird. Den maßgebenden Wirkwiderstand ermittelt man dadurch, daß man in geschickter Weise eine Ersatzspannungsquelle aufstellt und alle reellen Widerstände in ihrem Innenwiderstand R vereinigt.

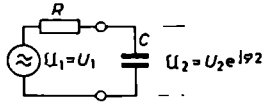


Bild 114. Schaltung zur Untersuchung des Frequenzganges einer *RC*-Schaltung

Die Schaltung vom *Bild 114* kann stellvertretend für alle *RC*-, *CR*-, *LR*- und *RL*-Schaltungen betrachtet werden. Die Gesetzmäßigkeiten, die man aus ihr herleiten kann, gelten sinngemäß für alle übrigen Schaltungen. Als erstes läßt sich aus ihr nach der Spannungsteilerregel herleiten, daß für die Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ folgende Proportion gilt:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\frac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{R + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega CR + 1} \tag{79}$$

Konzentriert man sich auf die Beträge, kann man schreiben

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \tag{80}$$

Die Grenzfrequenz der Schaltung liegt dort, wo $\omega CR = 1$ oder $\omega = 1/CR$ ist; sie ist hiernach gleich dem Reziprokwert der Zeitkonstante des RC-Gliedes. Bezeichnet man sie mit ω_g, setzt man also an

$$\frac{1}{CR} = \omega_g$$

so läßt sich Gl. (80) umformen in

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}}$$

Zur weiteren Vereinfachung soll für ω/ω_g die „normierte" Frequenz η eingeführt werden. Damit wird

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \eta^2}} \tag{81}$$

Dieser Ausdruck enthält den ganzen Frequenzgang der obigen Schaltung, aber auch den aller anderen möglichen Ersatzschaltungen; es müssen ω_g und η jeweils nur etwas anders definiert werden. Logarithmiert man beide Seiten von Gl. (81) und erweitert dann rechts und links mit der Zahl 20, so erhält man

$$20 \lg \frac{U_2}{U_1} = -20 \lg (1 + \eta^2)^{1/2} = -10 \lg (1 + \eta^2)$$

Der Ausdruck auf der linken Seite stellt den relativen, auf die Eingangsspannung U_1 bezogenen Pegel p_{sr} der Ausgangsspannung in Dezibel dar (Abschnitt II.V.3.b im I. Band). Mithin kann man schreiben

$$p_{sr} = -10 \lg (1 + \eta^2) \text{ dB} \tag{82}$$

Für Frequenzen, die einigermaßen weit oberhalb der Grenzfrequenz liegen, ist $\eta^2 \gg 1$ und damit näherungsweise

$$p_{sr} \approx -10 \lg \eta^2 = -20 \lg \eta \text{ dB} \tag{83}$$

Untersucht man diese Beziehung für solche Frequenzen, die jeweils um eine Oktave auseinanderliegen, wählt man also beispielsweise die Frequenzen

$\omega =$	$2\omega_g$	$4\omega_g$	$8\omega_g$	$16\omega_g$

wird

$\eta =$	2	4	8	16
$=$	2^1	2^2	2^3	2^4

Hierfür nimmt der relative Pegel die Werte an

$p_{sr} =$	$-6{,}02$	$-12{,}04$	$-18{,}06$	$-24{,}08$ dB

oder rund

$p_{sr} \approx$	-6	-12	-18	-24 dB

Wie man aus den Zahlenwerten erkennt, fällt der Frequenzgang in größeren Entfernungen von der Grenzfrequenz konstant mit etwa 6 dB/Oktave. Die Größe

„6 dB je Oktave" stellt einen bekannten, für Überschlagsrechnungen im Gebiet jenseits der Grenzfrequenzen eines Übertragungsnetzwerkes gern und viel benutzten Zahlenwert dar.

Trägt man die exakte Frequenzgangkurve nach Gl. (82) auf halblogarithmischem Papier auf, und zwar die Pegelwerte auf der linear und die Frequenzwerte $\eta = \omega/\omega_g$

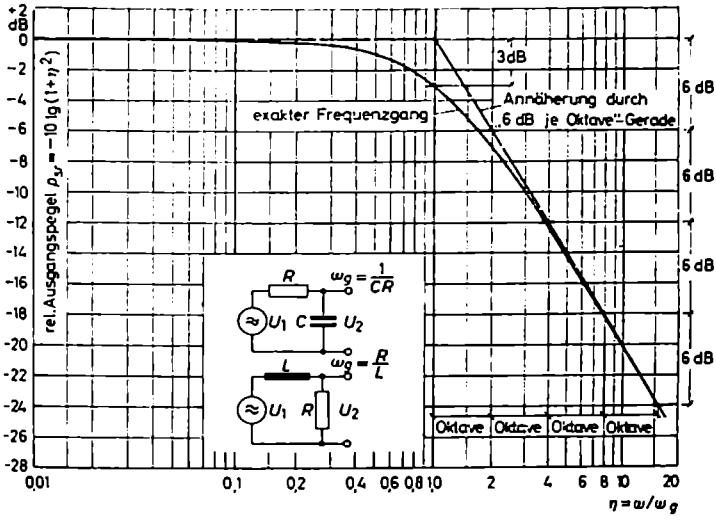


Bild 115. Frequenzgang einer *RC*- oder *LR*-Schaltung in dB-Werten

auf der logarithmisch eingeteilten Achse (*Bild 115*), so erhält man eine vom Pegelwert $p_{sr} = 0$ aus abfallende Frequenzgangkurve. Sie schmiegt sich jenseits $\eta = 1$ asymptotisch einer Geraden an, die im Punkte $\eta = 1$ oder $\omega = \omega_g$ bei $p_{sr} = 0$ beginnt und konstant um 6 dB je Oktave abfällt. Diese Gerade ist der grafische Ausdruck für die Näherungsfunktion Gl. (83). Aus der Hauptkurve greift man für die Grenzfrequenz den auch aus Gl. (82) berechenbaren Wert 3 dB ab. Oberhalb der Grenzfrequenz, etwa ab $\eta = 2$ oder $\omega = 2\,\omega_g$, fällt die Frequenzgangkurve mit etwa 6 dB/Oktave ab. Wie die folgenden Aufgaben zeigen werden, lassen sich mit der normierten Frequenzgangkurve vom *Bild 115* und mit der vom *Bild 116* eine ganze Reihe allgemeiner und spezieller Fragen beantworten.

Gl. (81) gilt auch für das Verhältnis v/v_m einer Verstärkerstufe; denn da für $\eta \ll 1$ $U_2 = U_1$ wird und damit U_1 den Maximalwert $U_{2\max}$ der Ausgangsspannung beschreibt, braucht man auf der linken Seite Zähler und Nenner nur formal durch die Gitterwechselspannung $U_{g\sim}$ zu dividieren, um dort das Verhältnis der Verstärkung v bei beliebiger Frequenz zur optimal möglichen Verstärkung v_m zu erhalten. Es ist also

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{U_2/U_{g\sim}}{U_{2\max}/U_{g\sim}} = \frac{v}{v_m} = \frac{1}{\sqrt{1+\eta^2}} \tag{84}$$

Beispiel 14

Eine RC-Schaltung mit $R = 60\,\mathrm{k\Omega}$ soll bei 100 kHz einen Abfall von nicht mehr als 2 dB zeigen. Wohin muß die rechnungsmäßige Grenzfrequenz gelegt werden, und wie groß darf C höchstens sein?

Nach *Bild 115* gehört zu 2 dB Spannungsverlust eine normierte Frequenz von $\eta = \omega/\omega_g = 0{,}766$. Hieraus folgt $\omega_g = \omega/0{,}766 = 2\pi \cdot 10^5\,\mathrm{s^{-1}}/0{,}766 = 8{,}2 \cdot 10^5\,\mathrm{s^{-1}}$. Dem entspricht eine Grenzfrequenz von 130,4 kHz. Da $\omega_g = 1/CR$ ist, ergibt sich

$$C = \frac{1}{\omega_g R} = \frac{1}{8{,}2 \cdot 10^5\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 60 \cdot 10^3\,\Omega} = 20{,}3\,\mathrm{pF}$$

Beispiel 15

Eine LR-Schaltung zeigte bei 160 kHz einen Abfall von ungefähr 18 dB. Wo liegt die Grenzfrequenz etwa? Bei welcher Frequenz ist der Spannungsverlust 1 dB?

Aus der 6 dB/Oktave-Geraden folgt, daß die Grenzfrequenz um etwa 3 Oktaven tiefer liegt. Sie ist also bei etwa $\frac{160}{2 \cdot 2 \cdot 2} = 20$ kHz zu erwarten. Bei 20 kHz ist der Spannungsverlust 3 dB. Nach *Bild 115* ist er 1 dB bei $\eta = \omega/\omega_g = 0{,}509$ oder $f = 0{,}509\, f_g = 10{,}2$ kHz.

Beispiel 16

Eine Verstärkerstufe hatte eine obere Grenzfrequenz von $f_g = 16$ kHz und eine maximale Verstärkung von $v_m = 180$. Wie groß ist die Verstärkung v_g bei der Grenzfrequenz? Bei welcher Frequenz hat die Verstärkung den Wert 150?

Definitionsgemäß ist die Verstärkung an der Übertragungsgrenze um 3 dB oder absolut um 30% geringer, das heißt, bei 16 kHz ist $v_g \approx 0{,}7 \cdot 180 = 126$. Aus $v = 150$ und $v_m = 180$ folgt $v/v_m = 0{,}833$. Nach Gl. (64) gehört hierzu die relative Frequenz

$$\eta = \sqrt{\left(\frac{v_m}{v}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{1}{0{,}833}\right)^2 - 1} = 0{,}664$$

oder die absolute Frequenz $f = \eta\, f_g = 0{,}664 \cdot 16\,\mathrm{kHz} = 10{,}6\,\mathrm{kHz}$.

Aufgabe 34

Zeichne in das vorbereitete Diagramm vom *Bild 116* den grundsätzlichen Frequenzgang und die 6 dB/Oktave-Gerade für eine CR- und eine RL-Schaltung. Diese beiden Schaltungen begrenzen den Übertragungsbereich nach tiefen Frequenzen hin. Weise nach, daß der relative Pegel der Ausgangsspannung in diesen beiden Schaltungen das Gesetz befolgt

$$p_{er} = -10\lg[1 + (1/\eta)^2] \quad \text{mit} \quad \eta = \omega/\omega_g \quad \text{und} \quad \omega_g = 1/CR \quad \text{bzw.} \quad R/L \qquad (85)$$

Aufgabe 35

Ermittle für den Fall, daß in der CR-Schaltung $C = 100$ nF und $R = 10\,\mathrm{k\Omega}$ ist, den Abfall der Ausgangsspannung in dB bei den Frequenzen 160 Hz, 80 Hz, 40 Hz und 20 Hz. Wie groß ist U_2 bei diesen Frequenzen in Volt, wenn die Eingangsspannung konstant = 5 V ist?

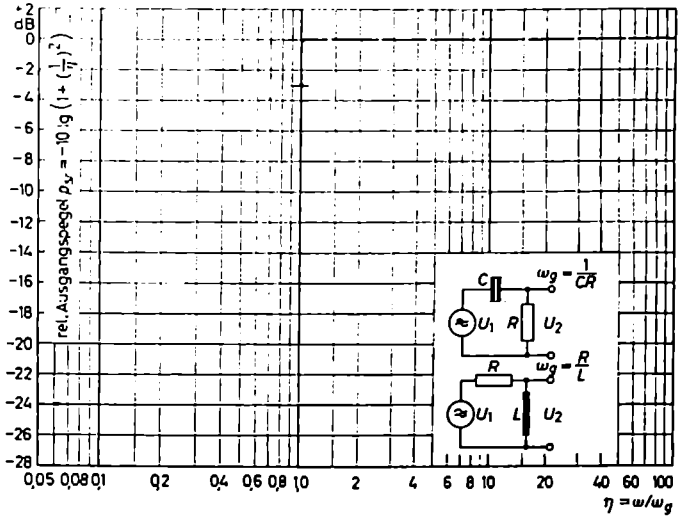


Bild 116. Zur *Aufgabe 34*: Frequenzgang einer *CR*- oder *RL*-Schaltung in dB-Werten

(Antwort: $\omega_g = 1/CR = 1000\ s^{-1}$ oder $f_g = 160$ Hz; Spannungsverluste: 3 dB, 7 dB, 12 dB, 18 dB; absolute Ausgangsspannungen: 3,54 V, 2,23 V, 1,26 V und 0,63 V)

Aufgabe 36

Im *Beispiel 12* mit der Doppeltriode ECC 83 lag die obere Grenzfrequenz bei 36,6 kHz. Wie groß wird der Verstärkungsverlust bei 20 kHz sein? Bei welcher Frequenz hat die Schaltung einen Verlust von 1 dB? Wo muß die Grenzfrequenz f_g' und wie groß muß R_a gewählt worden, damit der Spannungsverlust bei 36,6 kHz nur 2 dB ist?

(Antwort: $\eta_1 = 0{,}547 \mathrel{\widehat{=}} 1{,}2$ dB; $\eta_2 = 0{,}509 \mathrel{\widehat{=}} 18{,}6$ kHz; $\eta_3 = 0{,}766 \mathrel{\widehat{=}} f_g' = 47{,}8$ kHz $\mathrel{\widehat{=}} R_i'' = 43$ kΩ; $R_a = 100$ kΩ)

e) Frequenzgang des Phasenmaßes einer einfachen Schaltung aus Wirk- und Blindwiderstand

Das Phasenmaß einer einfachen, aus einem einzigen Wirk- und einem einzigen Blindwiderstand bestehenden Schaltung hängt eng mit dem Frequenzgang des Betrages ihrer Ausgangsspannung zusammen, da die Ursache die gleiche ist. Den Berechnungen kann daher auch hier, stellvertretend für die übrigen Schaltungen, das *Bild 114* zugrunde gelegt werden. Schreibt man Gl. (79) in exponentieller Form, erhält man, wenn $\mathfrak{U}_1 = U_1 e^{j0°} = U_1$ gesetzt wird,

$$\frac{U_2}{U_1} \cdot e^{j\varphi_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \cdot e^{-j \arctan \omega CR}$$

Hieraus folgt, da $\omega CR = \omega/\omega_g = \eta$ ist, $\varphi_2 = -\arctan \eta$ oder

$$\tan \varphi_2 = -\eta \tag{86}$$

Für Frequenzen ω weit unterhalb der Grenzfrequenz ω_g, also für sehr kleine η-Werte, nimmt φ_2 kleine Werte an. Bei der Grenzfrequenz ist $\eta = 1$; damit wird hier $\varphi_g = -45°$. Dies ist

nichts Besonderes, da ja der Faktor $1/\sqrt{2}$, der die Grenzfrequenz charakterisiert, zu einem 45°-Dreieck gehört. Wichtig ist es, sich klarzumachen, daß sich die Phase der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung außerhalb des Übertragungsbereiches weiterdreht, aber bei einem einzigen RC- oder LR-Glied niemals größer als 90° werden kann. Nach Gl. (86) erreicht φ_2 den Wert 90° erst bei $\eta = \infty$.

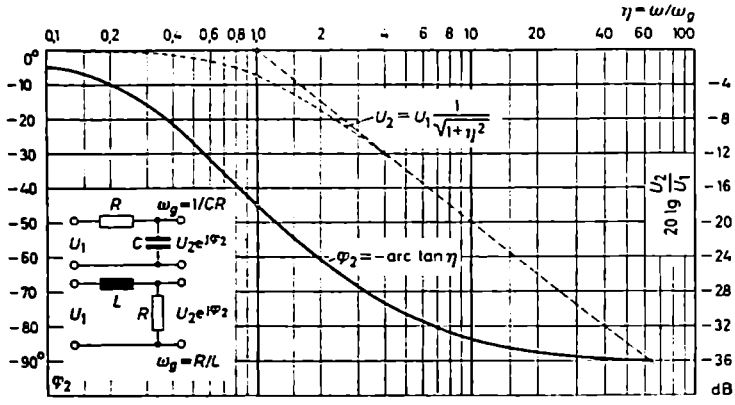


Bild 117. Frequenzgang des Phasenmaßes einer RC- oder LR-Schaltung

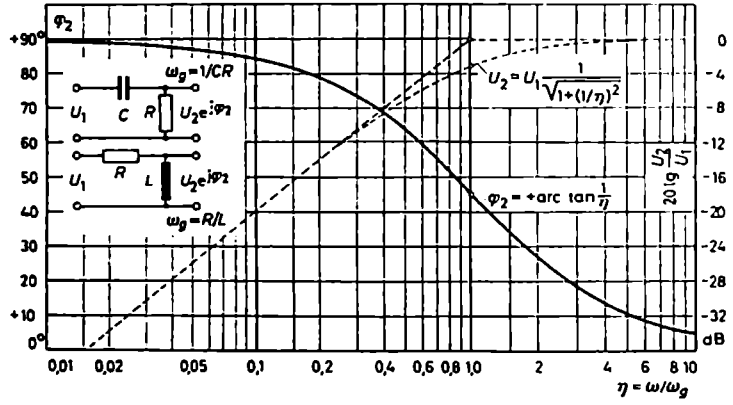


Bild 118. Frequenzgang des Phasenmaßes einer CR- oder RL-Schaltung

In den *Bildern 117* und *118* ist der Phasengang der verschiedenen RX-Schaltungen grafisch dargestellt. Um diesen Kurven allgemeinen Charakter zu verleihen, ist auch hier auf der Frequenzskala die normierte Frequenz η verwendet worden. Wie es sich zeigen läßt, gilt für Schaltungen mit einer oberen Grenzfrequenz (Tiefpässe)

$$\varphi_2 = -\arctan\eta \qquad \text{mit} \qquad \eta = \omega/\omega_g$$

und für Schaltungen mit einer unteren Grenzfrequenz (Hochpässe)

$$\varphi_2 = +\arctan\frac{1}{\eta} \qquad \text{mit} \qquad \eta = \omega/\omega_g$$

Der Phasengang des Übertragungsmaßes einer Schaltung spielt bei der Untersuchung der Stabilität von gegengekoppelten Verstärkern eine große Rolle.

f) Bemessung der Blindwiderstände bei mehreren kritischen Stellen

In einem mehrstufigen Verstärker sind stets mehrere kritische Stellen vorhanden, an denen Blindwiderstände die obere oder untere Übertragungsgrenze beeinflussen. Würde man alle diese Stellen in der gleichen Weise nach dem bisherigen Schema – an der Grenze Blindwiderstand gleich Wirkwiderstand – bemessen, so würde die Verstärkung an der Stelle der rechnungsmäßigen Grenzfrequenz um weit mehr als den Faktor $\sqrt{2}$ zurückgehen. Damit würde die wirkliche Grenzfrequenz, also die Stelle, an der die resultierende Verstärkung um 30% abgenommen hat, im ungünstigen Sinne verschoben werden.

Hat beispielsweise ein dreistufiger Verstärker drei kritische Stellen für die untere Grenzfrequenz, im übrigen aber in der Mitte des Übertragungsbereiches die Verstärkungen v_{m1}, v_{m2}, v_{m3}, so hat er in der Bandmitte die Gesamtverstärkung

$$v_m = v_{m1} \cdot v_{m2} \cdot v_{m3}$$

Dagegen hat er an der unteren Grenze bei herkömmlicher Bemessung der kritischen Stellen die Verstärkung

$$v_u = \frac{v_{m1}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{v_{m2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{v_{m3}}{\sqrt{2}} = \frac{v_m}{(\sqrt{2})^3} = 0{,}354\, v_m$$

Diese Verstärkung ist um weit mehr als 30%, nämlich um 64,6%, geringer als in der Bandmitte. Dies bedeutet, daß der Übertragungsbereich in Wirklichkeit kleiner als vorgesehen ist. Soll er seinen alten Wert beibehalten, so muß der für die einzelne kritische Stelle zugelassene Verstärkungsverlust geringer angesetzt werden.

Am übersichtlichsten läßt sich dieses Problem darstellen und behandeln, wenn man die logarithmische Rechnung zu Hilfe nimmt. Bei ihr geht die multiplikative Faktorrechnung in eine einfache Summenrechnung über. Die Verstärkung an einer beliebigen Stelle des Übertragungsbereiches werde mit v und die der einzelnen Stufen des Verstärkers an der gleichen Stelle mit v_1, v_2, v_3, ... bezeichnet; dann gilt sicherlich

$$v = v_1 \cdot v_2 \cdot v_3 \cdot \ldots$$

Setzt man diese Verstärkung v zur Verstärkung v_m in der Bandmitte ins Verhältnis so erhält man

$$\frac{v}{v_m} = \frac{v_1 \cdot v_2 \cdot v_3}{v_m} = \frac{v_1}{v_{m1}} \cdot \frac{v_2}{v_{m2}} \cdot \frac{v_3}{v_{m3}} \cdot \ldots$$

Logarithmiert man beide Seiten und erweitert man mit 20, um auf die Dezibelrechnung zu kommen, so ergibt sich

$$20\lg\frac{v}{v_m} = 20\lg\frac{v_1}{v_{m1}} + 20\lg\frac{v_2}{v_{m2}} + 20\lg\frac{v_3}{v_{m3}} + \cdots$$

Links steht der Rückgang der Gesamtverstärkung in dB, die rechte Seite drückt den Verstärkungsverlust durch die Summe der Verstärkungsrückgänge der einzelnen Stufen aus, und zwar ebenfalls in dB. Hieraus folgt, daß man den Frequenzgang einer aus mehreren Stufen zusammengesetzten Gesamtschaltung in einfacher Weise durch Addition gewinnen kann, wenn man die Frequenzgänge der einzelnen Stufen in dB-Werten aufträgt.

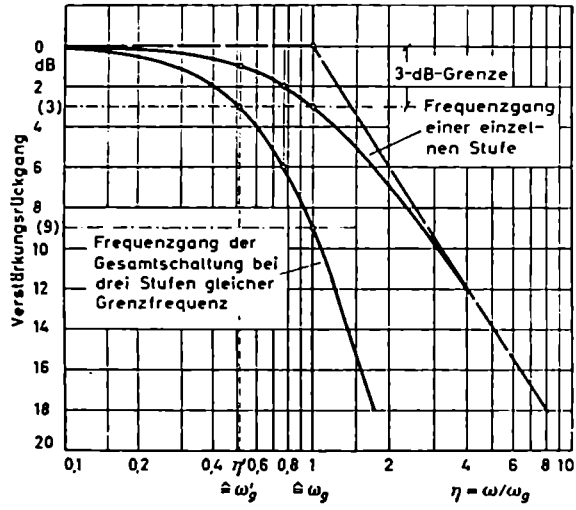


Bild 119. Einengung des Übertragungsbereiches eines dreistufigen Verstärkers mit gleicher Grenzfrequenz der drei einzelnen Stufen

Dies ist im *Bild 119* für einen Verstärker geschehen, der drei Stufen gleicher Grenzfrequenz aufweist. Durch Verdreifachung des dB-Verlustes einer einzelnen Stufe gewinnt man den Frequenzgang der Gesamtschaltung. Man erkennt hier, daß der bis zur 3-dB-Grenze sich erstreckende Übertragungsbereich vom ehemaligen Wert $\eta = 1$ oder $\omega = \omega_g$ auf den Wert $\eta' = 0{,}51$ oder $\omega_g' = 0{,}51\ \omega_g$ eingeengt worden ist beziehungsweise die Verstärkung an der ursprünglichen Grenze ω_g um 9 dB oder den Faktor $10^{9/20} = 10^{0{,}45} = 2{,}82 = 1/0{,}354$ auf den Wert $v_g' = 0{,}354\ v_m$ zurückgegangen ist.

Im *Bild 120* hat man den drei Stufen verschiedene Grenzfrequenzen ω_{g1}', ω_{g2}', ω_{g3}' erteilt und diese Grenzfrequenzen so ausgesucht, daß der Verstärkungsverlust an der verlangten Übertragungsgrenze insgesamt 3 dB groß wird. An der Übertragungs-

grenze für die erste Stufe wurde beispielsweise ein Verlust von 0,5 dB, für die zweite Stufe ein solcher von 1,0 dB und für die dritte Stufe einer von 1,5 dB zugelassen. Wie aus *Bild 115* hervorgeht, muß die rechnungsmäßig, das heißt für die Dimensionierung, vorgesehene Grenzfrequenz um einen bestimmten Faktor höher als die wahre, resultierende Grenzfrequenz liegen, wenn der Verstärkungsverlustbeitrag an

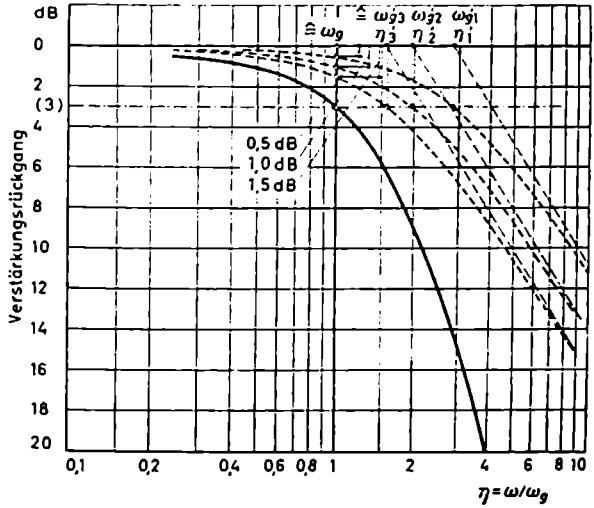


Bild 120. Konstanthaltung des Übertragungsbereiches eines dreistufigen Verstärkers durch verschieden starke Herabsetzung des zulässigen Verstärkungsverlustes und Heraufsetzung der berechnungsmäßigen Grenzfrequenzen ω'_g der einzelnen Stufen

der wahren Grenze 0,5 dB, 1,0 dB und 1,5 dB sein soll. Dieser Faktor, der Verschiebungsfaktor genannt und mit η'_1, η'_2 und η'_3 bezeichnet werden soll, ist gleich dem reziproken Wert des im *Bild 115* zu 0,5 dB, 1,0 dB und 1,5 dB gehörenden η-Wertes. Der Verstärkungsverlust 0,5 dB liegt beispielsweise bei $\eta = 0{,}35$, folglich muß die Dimensionierungsgrenzfrequenz ω'_{g1} um den Verschiebungsfaktor $\eta'_1 = 1/0{,}35 = 2{,}87$ höher als ω_g gelegt werden. Im Fall des Verstärkungsverlustes 1,0 dB ist $\eta = 0{,}51$; mithin hat der Verschiebungsfaktor η'_2 den Wert $1/0{,}51 = 1{,}96$ und die Dimensionierungsgrenzfrequenz den Wert $\omega'_{g2} = 1{,}96\,\omega_g$. Schließlich ergibt sich für den dritten Fall mit 1,5 dB Verstärkungsverlust bei $\eta = 0{,}64$ ein Verschiebungsfaktor von $\eta'_3 = 1{,}56$ und eine Dimensionierungsgrenzfrequenz von $\omega'_{g3} = 1{,}56\,\omega_g$.

Handelt es sich um Tiefpässe, also um Schaltungen, die den Frequenzbereich nach oben begrenzen und demgemäß eine obere Grenzfrequenz haben, so muß die jeweilige Dimensionierungsgrenzfrequenz um den Verschiebungsfaktor η' weiter nach oben geschoben werden. Handelt es sich um Hochpässe, also um Schaltungen, die den Frequenzbereich unten begrenzen und demgemäß eine untere Grenzfrequenz haben, so muß die Dimensionierungsgrenzfrequenz um den Verschiebungsfaktor η' nach unten geschoben werden.

Die Verschiebung der Dimensionierungsgrenzfrequenz von der verlangten Grenze ω_φ weg bedeutet praktisch, daß man die Schaltung weiterhin von der verlangten Grenzfrequenz ω_φ aus bemißt. Die Blindwiderstände – gegebenenfalls auch die Wirkwiderstände – müssen dann aber um den Verschiebungsfaktor η' vergrößert oder verkleinert werden, je nachdem, ob die Grenzfrequenz ω'_φ kleiner oder höher beziehungsweise die Zeitkonstante größer oder kleiner werden soll. Im *Bild 121* ist der Verschiebungsfaktor η', der also jeweils ein Vergrößerungs- oder Verkleinerungsfaktor sein kann, in Abhängigkeit von dem zulässigen Verstärkungsverlust der einzelnen kritischen Stelle in dB grafisch dargestellt.

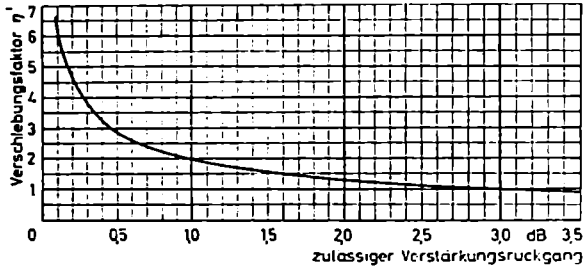


Bild 121. Verschiebungsfaktor η' der für die Dimensionierung maßgebenden Grenzfrequenz ω' in Abhängigkeit vom Verstärkungsrückgang, den die einzelne kritische Schaltungsstelle an der Übertragungsgrenze ω_φ erleiden darf

Beispiel 17

Ein Verstärker habe vier gleichkritische Stellen. Um welchen Faktor müssen die Blindwiderstände größer oder kleiner sein, als es dem herkömmlichen Ansatz $X = R$ entspricht?

Bei gleicher Bemessung darf jede kritische Stelle nur einen Verstärkungsverlust von 3 dB : 4 = 0,75 dB bringen. Dies ist der Fall, wenn die Verlustwiderstände nach *Bild 115* um den Faktor $1/\eta = 1/0{,}44 = 2{,}27$ größer oder gegebenenfalls kleiner als nach der herkömmlichen Bemessung ausgewählt werden; dasselbe Ergebnis liefert *Bild 121*.

Beispiel 18

Der Koppelkondensator einer *RC*-gekoppelten Verstärkerstufe soll so bemessen werden, daß er bei einer Frequenz von 40 Hz und einem Gitterwiderstand der folgenden Röhre von $R_g^* = 680\ \text{k}\Omega$ höchstens einen Verstärkungsverlust von 1 dB gegenüber der Bandmitte verursacht. Wie groß muß seine Kapazität C_K gewählt werden?

Bei herkömmlicher Bemessung nach Gl. (74)

$$C_{K\,\text{erf}} = \frac{1}{\omega_u R_g^*}$$

würde der Kondensator, wenn man 40 Hz als Grenzfrequenz ansieht, eine Kapazität von

$$C_K = \frac{1}{2\pi \cdot 40\,\text{s}^{-1} \cdot 680 \cdot 10^3\,\Omega} = 5{,}85\,\text{nF}$$

erhalten. Damit er bei dieser Frequenz statt 3 dB nur 1 dB Verstärkungsrückgang verursacht, muß er nach *Bild 121* um den Faktor $\eta' \approx 2$ größer sein, also eine Kapazität von etwa 12 nF erhalten.

Beispiel 19

In einem zweistufigen, *RC*-gekoppelten Verstärker mit Ausgangsübertrager nach *Bild 122* sind hinsichtlich der tiefsten Frequenz fünf kritische Stellen vorhanden, nämlich zweimal die Katodenkombination (*1* und *2*), zweimal die *RC*-Koppelschaltung (*3* und *4*) und einmal die Querinduktivität L_1 des Ausgangsübertragers (*5*). Die beiden Katodenkombinationen bringen, wenn man sie nach Gl. (56) und (57) bemißt, an der unteren Grenze je 5% oder rund 0,5 dB Verstärkungsverlust. Läßt man für die nicht übermäßig kostspielige Bemessung der beiden Koppelschaltungen *3* und *4* je 0,3 dB Verlust zu, so darf der Ausgangsübertrager, der stets ein teures Bauelement ist, statt wie bisher 3 dB nur noch 1,4 dB Spannungsverlust an der unteren Übertragungsgrenze haben. Demgemäß muß nach *Bild 121* jeder Koppelkondensator um den Faktor 3,8 und die Querinduktivität L_1 des Übertragers um den Faktor 1,6 größer gemacht werden, als es den normalen Berechnungsformeln entspricht.

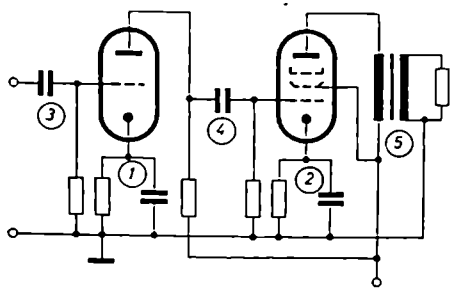


Bild 122. Schaltung eines zweistufigen Verstärkers mit Ausgangsübertrager und Markierung der für die Lage der unteren Grenzfrequenz kritischen Schaltungsstellen

3. Übertragerkopplung

An Stelle der *RC*-Kopplung kann zur gleichstrommäßigen Trennung zweier aufeinanderfolgender Röhrenstufen auch ein Übertrager genommen werden (*Bild 123*).

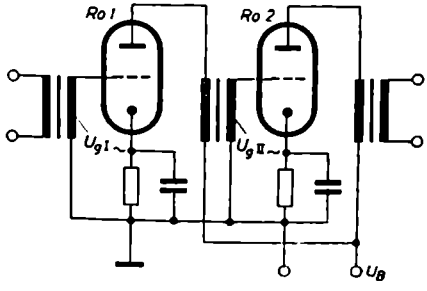


Bild 123. Prinzipschaltbild eines Verstärkers mit Übertragerkopplung

Die Übertragerkopplung zeigt folgende Vorteile: 1) Durch günstige Wahl des Übersetzungsverhältnisses kann die Spannungsverstärkung der einzelnen Röhrenstufe

höher getrieben und dabei eventuell eine Röhrenstufe eingespart werden. 2) Der Übertrager mit seinen im allgemeinen kleinen ohmschen Wicklungswiderständen gestattet die Einstellung eines fast senkrecht über der Batteriespannung U_B liegenden Arbeitspunktes. Er bietet damit die Möglichkeit, bei kleiner Speisespannung im geradlinigen Kennlinienteil hohe Verstärkungen zu erzielen. Als Nachteile sind der größere Materialaufwand, der größere Raumbedarf, die damit verbundenen höheren Kosten und vor allem das gegenüber der RC-Kopplung kleinere übertragbare Frequenzband zu nennen. Nur dort, wo die geforderte obere Grenzfrequenz unterhalb 7···10 kHz liegt, können eventuell Übertrager eingesetzt und ihre Vorzüge wirklich ausgenutzt werden.

Der Grund für die niedrige obere Grenzfrequenz liegt darin, daß die dynamische Eingangskapazität C_{dyn} der nachfolgenden Röhre auf der Primärseite des Übertragers mit dem Wert $C_{dyn}/\ddot{u}^2$ erscheint. Das gleiche gilt für die sekundäre Wicklungskapazität C_2, die auf die Primärseite bezogen den Wert $C_2/\ddot{u}^2$ hat. Das $\ddot{u}^2$ steht hier im Nenner, weil der kapazitive Widerstand proportional $1/C$ ist. Da $\ddot{u}$ bei einem Zwischenübertrager immer kleiner als Eins ist, bedeutet dies, daß die in der Ersatzschaltung wirksam werdende Gesamtkapazität C, bestehend aus der primären Wicklungskapazität C_1 und der transformierten sekundärseitigen Kapazität $C_2 + C_{dyn}$, größer wird, und zwar um so größer, je höher man die Spannung hinaufzutransformieren beabsichtigt. Es ist

$$C = C_1 + \frac{C_2 + C_{dyn}}{\ddot{u}^2} \tag{87}$$

Wie die Ersatzschaltung im *Bild 124* verständlich macht, wird durch den großen Wert von C die Lage der oberen Grenzfrequenz ungünstig beeinflußt.

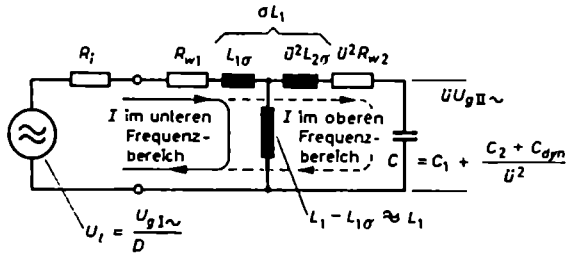


Bild 124. Ersatzschaltung einer übertragergekoppelten Verstärkerstufe

Läßt man die Streuresonanz zwischen der Streuinduktivität σL_1 und der Kapazität C zunächst außer Betracht, so erhält man aus dem Ansatz

$$\frac{1}{\omega_o C} = R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2}$$

für die obere Grenzfrequenz den Wert

$$\omega_o = \frac{1}{(R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2})\,C} \tag{88}$$

Diese Beziehung gilt nur, wenn die Streuung des Übertragers verschwindend klein ist. In Wirklichkeit übt sie jedoch zusammen mit der Kapazität C einen sehr entscheidenden Einfluß auf den Frequenzgang aus. Sie bildet mit C einen Reihenschwingkreis, von dem die über C liegende Spannung abgenommen und an das Gitter der nächsten Röhre weitergegeben wird. Die Resonanzfrequenz ω_r dieses Schwingkreises errechnet sich aus

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\sigma L_1 C}} \tag{89}$$

Hierin stellt σ den Streufaktor des Übertragers dar. Je nach dem Verhältnis der Resonanzfrequenz ω_r zur oberen Frequenz ω_o (Gl. 88) ergeben sich Frequenzgänge, wie sie im Prinzip im *Bild 125* dargestellt sind. Die Resonanzspannungen sind nicht

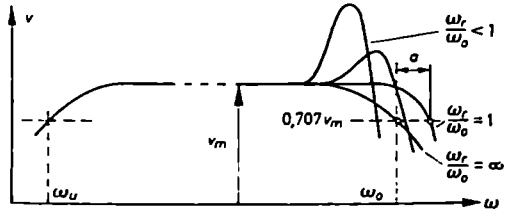


Bild 125. Frequenzgang eines Verstärkers mit Übertragerkopplung unter Berücksichtigung der Resonanz zwischen Streuinduktivität und wirksamer Kapazität

sehr hoch, da der Schwingkreis durch den Innenwiderstand der speisenden Röhre und die Wicklungswiderstände vorhältnismäßig stark bedämpft ist. Durch zusätzliche Bedämpfung können die Resonanzstellen noch weiter verflacht werden. Unter Umständen läßt sich dadurch der Übertragungsbereich, wie im *Bild 125* für den Fall $\omega_r/\omega_o = 1$ angedeutet ist, um den Bereich a erweitern [9; 10]. Dennoch sollte man versuchen, da eine Resonanzstelle stets eine stärkere Ungleichförmigkeit in den Phasengang bringt und Störungen durch Einschwingvorgänge bei plötzlichen Spannungssprüngen verursacht, durch streuarmes Wickeln des Übertragers die Streuresonanz möglichst ganz zu unterbinden.

Im mittleren Frequenzgebiet herrscht, da der Übertrager praktisch leerläuft, die Verstärkung

$$v_m = \frac{U_{g\,\mathrm{II}\sim}}{U_{g\,\mathrm{I}\sim}} = \frac{1}{D\,\ddot{u}}$$

Die tiefste übertragbare Frequenz hängt nach *Bild 124* von der Größe der Induktivität L_1 ab. Auch im unteren Frequenzbereich arbeitet der Übertrager praktisch im Leerlauf, weil die kapazitive Belastung $1/\omega C$ hier außerordentlich hochohmig ist. Die untere Grenzfrequenz ω_u liegt dort, wo $\omega_u L_1 = R_i + R_{w1} \approx R_i$ ist, also bei

$$\omega_u = \frac{R_i + R_{w1}}{L_1}$$

Man erkennt, je weiter die untere Übertragungsgrenze herabgesetzt werden soll, um so größer muß L_1 gemacht werden. L_1 wächst außerdem mit der Höhe des Innenwiderstandes der speisenden Röhre. Dies bedingt, daß die Übertragerkopplung praktisch nur in Triodenschaltungen angewendet werden kann.

4. Drossel/Übertrager-Kopplung

Übertrager, die vom Gleichstrom einer Röhre durchflossen werden, sind im Kern mit einem Luftspalt ausgerüstet, um die Induktivität unabhängig von der Gleichstromdurchflutung konstantzuhalten. Der Luftspalt vergrößert die Streuung und

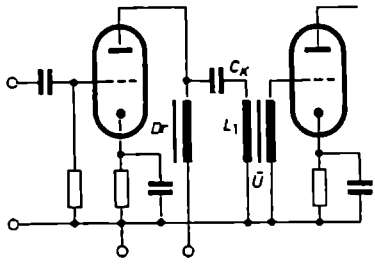


Bild 126. Prinzipschaltung einer Drossel/Übertrager-Kopplung

erniedrigt damit die obere Grenzfrequenz der Schaltung. Übertrager mit Luftspalt benötigen auch wegen des kleineren A_L-Wertes erheblich höhere Windungszahlen. Da dies meistens mit einer Vergrößerung der Wicklungskapazität verknüpft ist, findet von hier aus durch die stärker werdende Streuresonanz eine weitere Herabsetzung der oberen Grenzfrequenz statt.

Darf nun der Absolutwert der Streuinduktivität einen bestimmten, durch die Erzielung einer vorgeschriebenen oberen Grenzfrequenz festgelegten Wert nicht überschreiten, so muß die Drossel/Übertrager-Kopplung angewendet werden (*Bild 126*). Im Anodenkreis einer solchen Schaltung liegt eine Drossel *Dr*. Die eigentliche Transformation geschieht mit Hilfe des Übertragers *Ü*. Er ist durch den Trennkondensator C_K gegen den Anodengleichstrom abgeblockt und kann daher ohne Luftspalt, das heißt bei geschicktem Wickelaufbau mit geringer Streuung und Kapazität, ausgeführt werden. Die Drossel *Dr* läßt sich verhältnismäßig leicht so bemessen, daß ihr Scheinwiderstand selbst bei den tiefsten zu übertragenden Frequenzen noch groß gegenüber dem Widerstand der Primärwicklung des Übertragers ist.

Durch geschickte Wahl des Kopplungskondensators läßt sich darüber hinaus zwischen C_K und L_1 eine Reihenresonanz

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_K}}$$

herstellen, die zur Anhebung der tiefen Frequenzen ausgenutzt werden kann. *Bild 127* zeigt den grundsätzlichen Verlauf einer solchen „Resonanzentzerrung".

Diese Schaltung hat natürlich hinsichtlich des Materialaufwandes große Nachteile. Dennoch findet man sie heutzutage in Studiogeräten, allerdings nicht zwischen zwei Röhren wie im *Bild 126*, sondern in der Ausgangsschaltung (Rundfunkstudio-Verstärker „V 72"), wo man sowieso nicht ohne Übertrager auskommt.

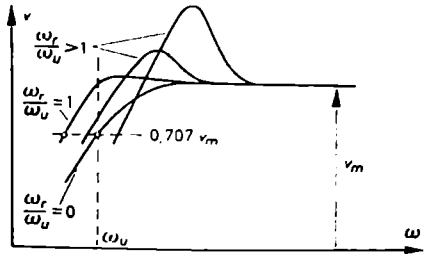


Bild 127. Resonanzentzerrung tiefer Frequenzen mit Hilfe der Drossel/Kondensator/-Übertrager-Kopplung

5. Drosselkopplung

Die reine Drosselkopplung nach *Bild 128* ergibt sich als Grenzfall der Übertragerkopplung, wenn die Höhe der oberen Grenzfrequenz oder die Größe von R_i nur ein Übersetzungsverhältnis um $\ddot{u} = 1$ zuläßt. Sie ähnelt der *RC*-Kopplung, weist ihr gegenüber aber den Vorteil auf, daß sie nur geringe Gleichspannungsverluste verursacht und damit bei kleiner Speisespannung U_B einen günstigen Arbeitspunkt im Kennlinienfeld einzustellen gestattet. Der „*LC*-Ausgang" mancher Abhör- und reiner NF-Spannungsverstärker ist in dieser Weise aufgebaut.

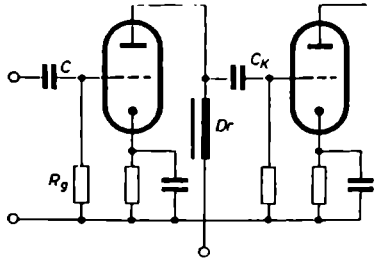


Bild 128. Drossel- oder *LC*-Kopplung

6. Eingangsschaltung eines NF-Verstärkers

Die Ausführung der Eingangsschaltung eines NF-Verstärkers hängt von verschiedenen Faktoren ab. Eine große Rolle spielt das Rauschproblem; hinzu kommen Überlegungen hinsichtlich der Brummempfindlichkeit und der Übersteuerung der Eingangsschaltung. Mitentscheidend ist außerdem die Abstimmung des Eingangswiderstandes des Verstärkers auf den Innenwiderstand der Signalquelle. Es gibt Fälle, wie zum Beispiel bei Leitungsverstärkern, in denen exakte Anpassung gefordert wird. In anderen Fällen, so etwa bei Röhrenvoltmetern oder Verstärkern für Kristallmikrofone und Kristalltonabnehmer, soll der Verstärkereingang mög-

lichst hochohmig sein, damit er die Signalquelle minimal belastet. Hier wird der einfache CR_g-Eingang (wie zum Beispiel im *Bild 128*) benutzt. Die an sich sehr hochohmige „Katodenverstärkerstufe" (Abschnitt B.IV.3.) scheidet in NF-Geräten meistens aus, weil sie wegen des nicht kapazitiv überbrückten Katodenwiderstandes leicht ein zu starkes Isolationsbrummen zeigt.

Ist der Signalgenerator sehr niederohmig, so kann man einen hochübersetzenden Eingangsübertrager verwenden. Sein Übersetzungsverhältnis wird bei Trioden als Eingangsröhren, die den Vorzug eines geringen Rauschens, aber den Nachteil einer größeren dynamischen Eingangskapazität haben, maximal zu etwa 1 : 15 gewählt. Höher läßt sich die Übersetzung wegen des ungünstigen Einflusses von C_{dyn}, genauer der im Ersatzschaltbild wirksamen Kapazität $C_{dyn_1}\ddot{u}^2$, auf die obere Grenzfrequenz der Eingangsschaltung nicht treiben.

Bei Pentoden kann und muß man mit $\ddot{u}$ auf etwa 1 : 20 bis 1 : 30 gehen. Das größere Übersetzungsverhältnis ist hier möglich, da die dynamische Eingangskapazität von Mehrgitterröhren nach *Tabelle 4* kleiner als die der Trioden ist. Da Mehrgitterröhren ein stärkeres Rauschen zeigen, ist es zudem dringend erforderlich, die Eingangsnutzspannung möglichst hoch hinaufzutreiben, um ein brauchbares Nutz-/Störgeräusch-Verhältnis herauszubekommen.

Im Studiobetrieb sind den NF-Verstärkern meistens 200-Ω-Kabelleitungen als Verbindungsschnüre zu den Mikrofonen vorgeschaltet. Nach *Bild 129* gilt dies sowohl für den Anschluß der sehr niederohmigen Tauchspulmikrofone als auch für den der Kondensatormikrofone, deren erste Verstärkerröhre dicht beim eigentlichen Mikrofon in das Sprechkapselgehäuse eingebaut ist und über einen Ausgangsübertrager auf eine 200-Ω-Leitung arbeitet.

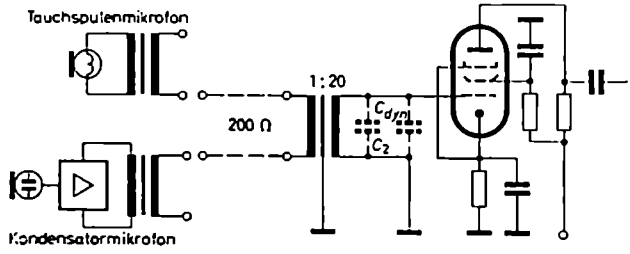


Bild 129. 200-Ω-Übertragereingang eines Studioverstärkers

Die Niederohmigkeit der Primärseite dieser Eingangsübertrager und die Gleichstromfreiheit ihrer Wicklungen bedingen, daß man mit verhältnismäßig kleinen Blechkernen vom Typ M 42 auskommt und dennoch die für eine untere Grenzfrequenz von 30···40 Hz erforderliche Induktivität L_1 erreicht. Nach der im *Bild 130* gezeichneten Ersatzschaltung des Übertragereingangs eines Studioverstärkers muß der 200-Ω-Übertrager eine Primärinduktivität erhalten von

$$L_1 \approx \frac{R_i}{\omega_u} = \frac{200\ \Omega}{2\pi\ 30\ s^{-1}} \approx 1\ H$$

Teilt man die Primär- und Sekundärwicklung je in zwei Teile und schachtelt man die primären und sekundären Teilwicklungen wechselweise ineinander, so kann damit gerechnet werden, daß die Streuung auf $\sigma \approx 0{,}5\,\%$ zurückgeht. Die Streuinduktivität hat dann einen Wert von $\sigma L_1 \approx 0{,}005 \cdot 1\,\mathrm{H} = 0{,}005\,\mathrm{H}$. Unter Benutzung eines besonders hochwertigen Kernblechmaterials – zum Beispiel Mumetall mit seiner sehr großen Anfangspermeabilität – wird man bei einem Kerntyp M 42 mit so kleinen Windungszahlen auskommen, daß die primären und sekundären

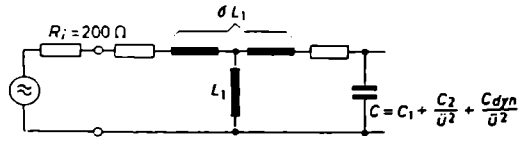


Bild 130. Ersatzschaltung des Eingangsübertragers eines Verstärkers

Wickelkapazitäten bei etwa $C_1 \approx C_2 \approx 40\,\mathrm{pF}$ liegen werden. Nach Gl. (87) nimmt die resultierend wirksame Kapazität, wenn man bei Verwendung einer EF 86 oder EF 804 die dynamische Eingangskapazität im Mittel mit 15 pF in Rechnung setzt, einen Wert an von

$$C = C_1 + \frac{C_2 + C_{dyn}}{\ddot{u}^2} = 40 + \frac{40 + 15}{(1/20)^2} = 22040\,\mathrm{pF}$$

Hiermit errechnet sich die Reihenresonanz zwischen σL_1 und C zu

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{\sigma L_1 C}} = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{0{,}005\,\mathrm{H} \cdot 22040 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F}}} = 15200\,\mathrm{Hz}$$

Bei sehr vorsichtiger Kalkulierung und Auslegung des Eingangsübertragers erreicht man also gerade, daß die obere Resonanzstelle, die auch etwa gleich der oberen Grenzfrequenz des Übertragers ist, den Wert annimmt, den man für Qualitätsverstärker verlangen muß.

7. Verstärkerausgang

a) Aufgabe und Schaltung der Ausgangsstufe

Im Gegensatz zu den Eingangs- und Zwischenstufen eines Verstärkers, die hohe Spannungsverstärkungsziffern aufweisen sollen, wird von der Endstufe die Abgabe einer möglichst großen Wechselstromleistung verlangt. Die „Verstärkung" der Endstufe, das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung, ist ohne besondere Bedeutung. Gleichzeitig mit der Abgabe einer großen Wechselstromleistung, die automatisch eine große Aussteuerung der Endröhre bedingt, soll der Klirrfaktor einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Für Studio- und Hi-Fi-Geräte werden Klirrfaktoren unter 0,5% verlangt, und zwar bei der Nennleistung und den Frequenzen 40 Hz, 1000 Hz und 10 kHz. In normalen Übertragungs-

anlagen für Sprache und Musik sowie in Rundfunkgeräten soll der Klirrfaktor möglichst unter 3% bleiben. Diese scharfen Bedingungen lassen sich praktisch nur durch weitgehende Anwendung der Gegenkopplungstechnik (Abschnitt B. III. 8.) erfüllen. Ein weiteres Problem bei der Bemessung der Ausgangsstufe besteht darin, die Wechselstromleistung mit möglichst gutem Wirkungsgrad, also mit möglichst kleiner Batterie- und Anodenverlustleistung zu erzeugen. Dieser Punkt rückt um so mehr in den Vordergrund, je höher die Ausgangsleistung ist.

Schaltungsmäßig unterscheidet man zwei Ausführungsformen der Ausgangsstufe: die einfache Endstufe und die Gegentaktendstufe (*Bild 131*). Aufgabenmäßig wird zwischen End- oder Kraftverstärkern und Sendeverstärkern unterschieden.

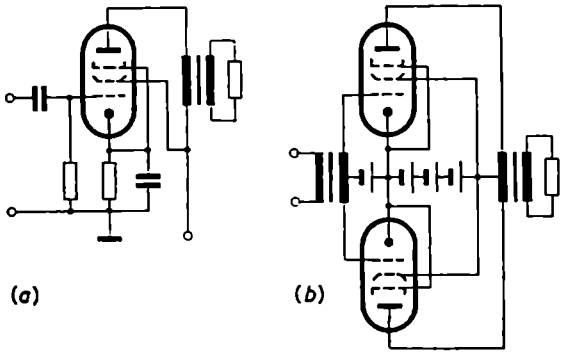


Bild 131. Prinzipschaltungen des Verstärkerausganges.
(a) Einfache Endstufe; (b) Gegentaktendstufe

Der Endverstärker soll breite Frequenzbänder übertragen; er darf nur einen kleinen Klirrfaktor haben. Bei der Breite des Frequenzbandes würden nichtlineare Verzerrungen zur Ausbildung einer großen Anzahl mitten in den Übertragungsbereich fallender und stark störender Kombinationstöne führen. Endverstärker werden im Gegensatz zum Sendeverstärker nicht ins Gebiet positiver Gitterspannungen und nach Möglichkeit nicht in das Gitteranlaufgebiet ausgesteuert. Je nach der Höhe der geforderten Leistung wird entweder die einfache Endstufe oder eine der Gegentakt-A-, -B-, -AB- oder -D-Schaltungen benutzt. Daraus, daß eine einzelne Röhre EL 34 optimal etwa 11 W, eine EL 42 etwa 7 W, eine EL 84 etwa 5,7 W und eine EL 41 etwa 3,9 W abzugeben imstande ist, läßt sich folgern, daß man bei Wechselstromleistungen bis rund 10 W mit der einfachen Endstufe auskommt. Bei größeren Leistungen hingegen muß man zu Gegentaktschaltungen übergehen. Die Definition der Leistungsangabe ist noch nicht endgültig genormt. Es wird angestrebt, festzulegen, daß ein Verstärker imstande sein muß, seine Nennleistung zehn Minuten lang als Sinustondauerleistung abzugeben. Die Nennleistung soll dabei nicht nur in der Mitte, sondern auch an den Grenzen des Übertragungsbereiches zur Verfügung stehen.

Der Sendeverstärker dient dazu, die bei der Abstrahlung hochfrequenter Energien benötigten Leistungen aufzubringen, die sich zur Größenordnung von einigen 100 kW erstrecken. Hier ist die Wirtschaftlichkeit der Energieerzeugung am wichtigsten; es geht nicht an, daß ein Sendeverstärker von zum Beispiel 100 kW Leistung einen Wirkungsgrad von nur 50% hat. Er würde dann an den Anoden seiner

Endstufe die gleiche Leistung, nämlich 100 kW, in Wärme umsetzen und abgeben. Die Forderung nach einem hohen Wirkungsgrad bedingt, daß der Sendeverstärker bis ins Gebiet positiver Gitterspannungen ausgesteuert wird. Als Folge davon treten starke Gitterströme und Anodenstromverzerrungen auf. Die Stromverzerrungen können sich hier jedoch nicht stark störend auswirken, da der Verstärker nur ein relativ schmales, sehr hoch gelegenes Frequenzgebiet (Sendefrequenz + 2 Seitenbänder) zu übertragen hat und deshalb im Anodenkreis einen abgestimmten, schmalbandigen Schwingkreis verwendet. Er verhindert, daß sich die Stromverzerrungen auf die Schwingkreisspannungen und damit auf die Antenne übertragen, denn der Klirrfaktor einer Schwingkreisspannung ist immer nur ein Bruchteil des Klirrfaktors des Schwingkreisstromes.

Auch der Sendeverstärker kann je nach der Höhe der abzugebenden Leistung mit einer einfachen oder einer Gegentaktendstufe ausgerüstet werden. Im folgenden wird nur der Endverstärker genauer untersucht. Die Bemessung eines Sendeverstärkers muß, da sie größen- und problemmäßig zu stark von allem Bisherigen abweicht, der Spezialliteratur entnommen werden [4; 11].

b) Einfache Endstufen im A-Betrieb

α) Bemessung des Ausgangsübertragers

Die Bestimmung der einer Röhre maximal entnehmbaren Wechselstromleistung soll erst bei der Behandlung der Gegentaktschaltungen erfolgen. Die Erzeugung dieser Leistung bedingt auf jeden Fall eine derartig weite Aussteuerung der Kennlinien über ihren geradlinigen Teil hinaus, daß dabei große Verzerrungen auftreten. Bei einer einfachen Endstufe für breite Frequenzbänder muß in den meisten Fällen ein Kompromiß zwischen möglichst großer Leistungsabgabe und günstigem Klirrfaktor geschlossen werden. Die Abwägung ergibt, daß man bei Trioden den Außenwiderstand etwa gleich dem Drei- bis Vierfachen des Innenwiderstandes zu machen hat. Bei Pentoden gibt es einen bestimmten optimalen Außenwiderstand, für den der Klirrfaktor ein Minimum wird und der gleichzeitig in bezug auf die Leistung günstige Verhältnisse aufweist. Dieser optimale Widerstand $R_{a\,opt}$ wird in erster Näherung durch das Verhältnis der Anodengleichspannung zum Anodengleichstrom festgelegt. Seinen genauen Wert entnimmt man zweckmäßigerweise den Röhrentabellen. Da der eigentliche Verbraucher meistens nicht von sich aus schon den optimalen Widerstandswert besitzt, muß er mit einem passend dimensionierten Ausgangsübertrager erzeugt werden. Die Berechnungsunterlagen und Schaltungseigenschaften eines solchen Ausgangsübertragers sollen im folgenden noch einmal kurz zusammengefaßt dargestellt werden. Die genaue Theorie und Wirkungsweise eines Übertragers sind ausführlich im Teil G. I. und II. des I. Bandes behandelt worden.

Den Ausgangspunkt für den Übertragerentwurf bildet die Ersatzschaltung der Ausgangsstufe. Sie ist im *Bild 132* wiedergegeben. Der linke Teil zeigt die Ersatzschaltung der Röhre, die aus einem Generator mit der Leerlaufspannung $U_i = U_{g\sim}/D = \mu U_{g\sim}$ und einem Widerstand vom Wert R_i des Röhreninnenwiderstandes be-

steht. Der mittlere Teil stellt die Ersatzschaltung des eigentlichen Übertragers dar. Sie enthält den primären Wicklungswiderstand R_{w1} und den mit $\ddot{u}^2$ auf die Primärseite bezogenen sekundären Wicklungswiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$. Sofern den beiden Wicklungen jeweils der gleiche Wickelraum zur Verfügung steht, ist $\ddot{u}^2 R_{w2}$ annähernd gleich R_{w1}. Bei der ersten Entwurfsrechnung kann man daher, solange man die

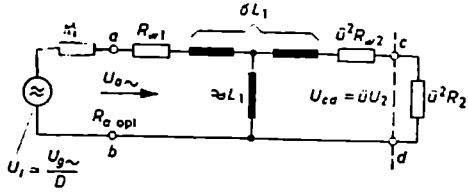


Bild 132. Ersatzschaltung der Endstufe mit Ausgangsübertrager

Wicklungen drahtstärkenmäßig noch nicht festgelegt hat, die gesamten Wicklungswiderstände gleich 2 R_{w1} setzen. Die maximal zulässige Größe von R_{w1} richtet sich einmal nach den zulässigen Wechselspannungsverlusten und zum anderen nach dem zulässigen Gleichspannungsfall ΔU_{a-} in der Primärwicklung. Nach Abschnitt G.II.2.b.β) des I. Bandes muß bei einem zulässigen Wechselspannungsverlust von p%

$$R_{w1\,zul} \leqq p\, R_{a\,opt} \tag{90}$$

sein. Zugleich muß R_{w1} die Bedingung

$$R_{w1\,zul} \leqq \frac{\Delta U_{a-}}{I_{a-}} \tag{91}$$

erfüllen. Der zulässige Wechselspannungsverlust liegt meistens in der Größenordnung von $p = 10 \cdots 15$%; als Gleichspannungsfall ist je nach der Höhe der zur Verfügung stehenden Batteriespannung ein Wert von $\Delta U_{a-} = 20 \cdots 30$ V zulässig. Der kritischere der beiden R_{w1}-Worte aus Gl. (90) und (91) wird der Berechnung zugrunde gelegt.

Übersetzungsverhältnis

Beim Entwurf des Übertragers wird zunächst das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = w_1/w_2$ bestimmt. Es ergibt sich aus der Anpassungsbedingung, genauer aus der Forderung, daß die Röhre an den Eingangsklemmen $a\,b$ des Übertragers einen Widerstand von $R_{a\,opt}$ vorfinden muß, wenn sie mit kleinen Verzerrungen arbeiten soll. Man wählt

bei Trioden $\quad R_{a\,opt} \approx 3 \cdots 4\, R_i$

bei Pentoden $\quad R_{a\,opt} \approx \dfrac{U_{a-}}{I_{a-}}$

Die Anpassung kann exakt immer nur in der Mitte des Übertragungsbereiches, also in dem Frequenzbereich, in dem weder die Querinduktivität L_1 noch die Streuung

σL_1 eine Rolle spielt, vorgenommen werden. Folglich läßt sich zur Berechnung von $\ddot{u}$ die Ersatzschaltung im *Bild 132* in die vom *Bild 133* vereinfachen. Da die Verlustwiderstände in ihrer zulässigen Größe bekannt sind, können sie bei der Ermittlung von $\ddot{u}$ mitberücksichtigt werden. Aus *Bild 133* liest man ab

$$R_{a\,\mathrm{opt}} = 2\,R_{w1} + \ddot{u}^2 R_2$$

Hieraus folgt

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{a\,\mathrm{opt}} - 2\,R_{w1}}{R_2}} \tag{92}$$

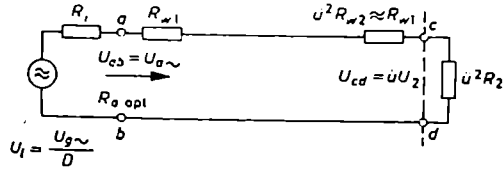


Bild 133. Vereinfachte Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}$ und der Verstärkung v_m in der Mitte des Übertragungsbereiches

Verstärkung v_m in der Mitte des Übertragungsbereiches

Aus der Ersatzschaltung im *Bild 133* ergibt sich unter Benutzung der Spannungsteilerregel hinsichtlich der Anodenwechselspannung

$$U_{a\sim} = U_i \frac{R_{a\,\mathrm{opt}}}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}} = \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{R_{a\,\mathrm{opt}}}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}}$$

und hinsichtlich der sekundären Ausgangsspannung U_2 zunächst

$$U_{cd} = \ddot{u}\,U_2 = U_i \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}} = \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}}$$

und hieraus

$$U_2 = \frac{1}{\ddot{u}} \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}} \tag{93}$$

Aus Gl. (93) folgt hinsichtlich der Verstärkung v_m der Endstufe

$$v_m = \frac{U_2}{U_{g\sim}} = \frac{\ddot{u}\,R_2}{D(R_i + R_{a\,\mathrm{opt}})} = \ddot{u}\,S \frac{R_i R_2}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}} \tag{94}$$

Gl. (93) und (94) gelten nur unter der Bedingung, daß der Verstärker nicht übersteuert, das heißt das Kennlinienfeld der Röhre in seinem linearen Teil ausgesteuert wird. Nutzt man die von den Röhrenfirmen in den Röhrentabellen angegebene, maximal mögliche Wechselstromleistung $P_\sim$ voll aus, sind die Kennlinienverzerrungen meistens schon so groß, daß die angegebenen Formeln, die auf der Konstanz der Kennwerte basieren, zu falschen Resultaten führen. Hier geht man besser von der maximalen Betriebsleistung $P_\sim$ der Röhre aus und berechnet aus ihr und dem Anodenwiderstand $R_{a\,\mathrm{opt}}$ die betriebliche Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$. Sie ist

identisch mit der Primärspannung U_1 des Ausgangsübertragers. Formelmäßig gilt also

$$U_{a\sim} = U_1 = \sqrt{P_\sim R_{a\,opt}}$$

Mit diesem Wert von U_1 und dem Satz, daß sich in einer Reihenschaltung die Spannungen wie die zugehörigen Widerstände verhalten, wird

$$\ddot{u}\,U_2 = \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_{a\,opt}}\,U_1 = \ddot{u}^2 R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,opt}}}$$

oder

$$U_2 = \frac{\ddot{u}\,R_2}{R_{a\,opt}}\,U_1 = \ddot{u}\,R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,opt}}}$$

beziehungsweise

$$v_m = \frac{U_2}{U_{g\sim}} = \frac{\ddot{u}\,R_2}{R_{a\,opt}}\,\frac{U_1}{U_{g\sim}} = \ddot{u}\,R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,opt}}}\,\frac{1}{U_{g\sim}}$$

Erforderliche Induktivität L_1 und untere Grenzfrequenz f_u

Der Übertragungsbereich der Endstufe wird nach den tiefen Frequenzen hin durch die Querinduktivität begrenzt. L_1 schließt mit abnehmender Frequenz die Klemmen $a\,b$ immer stärker kurz. Einen Anhaltspunkt für die erforderliche Größe von L_1 gewinnt man aus einer kleinen Umzeichnung der Hauptersatzschaltung im *Bild 132* in die des *Bildes 134 (a)*. Die Streuinduktivität ist hierbei vernachlässigt, da sie erst bei hohen Frequenzen zu wirken beginnt. Die Grenzfrequenz ω_u liegt dort, wo der Blindwiderstand $\omega_u L_1$ gleich einem bestimmten Wirkwiderstand ist. Um ihn angeben zu können, wird *Bild 134 (a)* so in *Bild 134 (b)* umgezeichnet, daß L_1 für sich

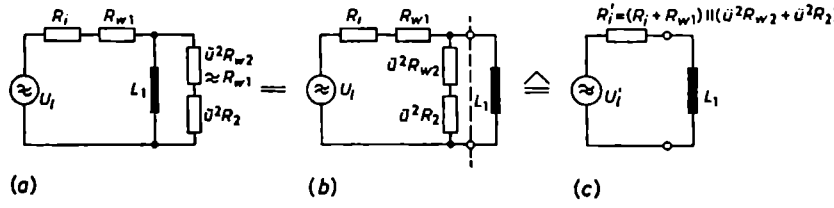


Bild 134 (a bis c). Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz oder erforderlichen Primärinduktivität L_1

allein steht. Dann wird die links der gestrichelten Trennlinie befindliche Schaltung durch eine neue Ersatzspannungsquelle mit einem neuen Innenwiderstand R_i' ersetzt (*Bild 134c*). Nach den Regeln über die Aufstellung von Ersatzspannungsquellen ist

$$R_i' = \frac{(R_i + R_{w1})\cdot(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)}{R_i + R_{a\,opt}} \qquad (95)$$

Aus *Bild 134*(c) liest man ab, daß bei gegebener Primärinduktivität $L_{1\,vorh}$ die untere Grenzfrequenz liegt bei

$$\omega_u = \frac{R_i'}{L_{1\,vorh}} \tag{96}$$

beziehungsweise bei vorgeschriebener unterer Grenzfrequenz eine Induktivität erforderlich ist von

$$L_{1\,erf} = \frac{R_i'}{\omega_u} \tag{97}$$

Zulässige Streuung σ und obere Grenzfrequenz f_o

Die zulässige Streuung oder die obere Grenzfrequenz der Ausgangsstufe wird bestimmt, indem man die Hauptersatzschaltung im *Bild 132* unter Fortlassung der Querinduktivität L_1 in die Ersatzschaltung vom *Bild 135* umzeichnet. Hier steht dem induktiven Widerstand $\omega(\sigma L_1)$ die Summe der Wirkwiderstände gegenüber.

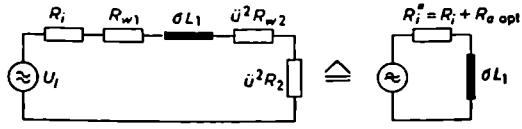


Bild 135. Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz oder zulässigen Streuung

Die Bereichsgrenze liegt dort, wo

$$\omega_o(\sigma L_1) = R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2 = R_i + R_{a\,opt}$$

ist. Hieraus folgt

$$\omega_o = \frac{R_i + R_{a\,opt}}{\sigma L_1} \tag{98}$$

oder

$$\sigma_{max\,zul} = \frac{R_i + R_{a\,opt}}{\omega_o L_1} \tag{99}$$

Da die Größe von L_1 nach Gl. (97) durch die Wahl der unteren Grenzfrequenz festliegt und der Streufaktor σ nicht beliebig klein gemacht werden kann, ist die obere Übertragungsgrenze nicht völlig frei wählbar! Führt man in Gl. (98) den Wert von L_1 aus Gl. (97) ein, so erhält man

$$\omega_o = \omega_u \frac{R_i + R_{a\,opt}}{\sigma R_i'}$$

oder unter Benutzung von Gl. (95)

$$\omega_o = \omega_u \frac{(R_i + R_{a\,opt})^2}{\sigma (R_i + R_{w1})(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)} \approx \omega_u \frac{1}{\sigma} \frac{(R_i + R_{a\,opt})^2}{R_i R_{a\,opt}}$$

$$\omega_o \approx \frac{\omega_u}{\sigma} \left(\frac{R_i}{R_{a\,opt}} + \frac{R_{a\,opt}}{R_i} + 2 \right) \tag{100}$$

Für den Fall einer Endtriode mit $R_{a\,opt} = 3\,R_i$ erhält man mit guter Näherung

$$\omega_o \approx \frac{5}{\sigma}\,\omega_u$$

Der Streufaktor üblicher Übertrager kann

bei normalen Wicklungen (Röhrenwicklungen) zu $\sigma = 2 \cdots 5\,\%$
und bei verschachtelten Wicklungen zu $\sigma = 0{,}5 \cdots 2\,\%$

angenommen werden. In der Praxis stellt sich heraus, daß die günstigste Wicklungsart diejenige ist, bei der die Wicklung mit der größeren Windungszahl in zwei gleiche Teile geteilt und die Wicklung mit der kleineren Windungszahl zwischen die beiden Teilwicklungen geschoben wird. Eine stärkere Unterteilung und Verschachtelung erniedrigt zwar den Streufaktor weiter, führt jedoch zu einer Erhöhung der Wicklungskapazität und vor allem zu einer recht unwirtschaftlichen Aufteilung und Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Wickelraumes.
Die praktische Anwendung der abgeleiteten Formeln und den weiteren Verlauf der Entwurfsberechnung des Übertragers zeigt am besten ein Zahlenbeispiel.

Beispiel 20

Berechnung des Ausgangsübertragers für die Endpentode EL 84
Unter Benutzung der in den Röhrentabellen angegebenen Betriebsdaten soll für die Röhre EL 84 ein Ausgangsübertrager entworfen werden. Der Übertrager soll so bemessen werden, daß er höchstens $p = 12\%$ Wechselspannungsverluste verursacht beziehungsweise der Gleichspannungsfall an der Primärwicklung $\Delta U_{a-} \leqq 25$ V bleibt. Der Übertragungsbereich reiche von 60 Hz ... 12 kHz. Der Abschlußwiderstand R_2 der Endstufe sei rund 8 Ω (Lautsprecherwiderstand).
Nach der Röhrentabelle arbeitet die EL 84 zweckmäßig mit folgenden Daten:

U_a	= 250 V	I_a	= 48 mA	S	= 11,3 mA/V
U_{g2}	= 250 V	I_{g2}	= 5,5 mA	R_i	40 kΩ
U_{g1}	= (−7,3 V)	R_k	= 135 Ω	$P_\sim$	= 5,7 W
$U_{g\sim}$	= 4,3 V	$R_{a\,opt}$	= 5,2 kΩ	k_{ges}	= 10%

1) Zulässige Wicklungswiderstände
Nach Gl. (90) muß sein

$$R_{w1} \leqq p\,R_{a\,opt} \leqq 0{,}12 \cdot 5{,}2\,\text{k}\Omega = 624\,\Omega$$

Nach Gl. (91) muß sein

$$R_{w1} \leqq \frac{\Delta U_{a-}}{I_{a-}} = \frac{25\text{ V}}{48\text{ mA}} \approx 520\,\Omega$$

Der zweite Wert von 520 Ω ist kritischer. Er wird der Rechnung zugrunde gelegt. Für den transformierten sekundären Verlustwiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$ kann in erster Näherung der gleiche Wert in Ansatz gebracht werden. Man hat dann hier eine gewisse kleine Reserve, da die Sekundärwicklung eigentlich nur nach dem zulässigen Wechselspannungsverlust dimensioniert zu werden braucht.

2) Übersetzungsverhältnis

Entsprechend *Bild 133* muß sein

$$R_{a\,opt} = 2\,R_{w1} + \ddot{u}^2 R_2$$

oder

$$5200\,\Omega = 2 \cdot 520\,\Omega + \ddot{u}^2 \cdot 8\,\Omega$$

Hieraus folgt

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{5200 - 1040}{8}} = \sqrt{520} = 22{,}6$$

3) Erforderliche Querinduktivität $L_{1\,erf}$

Nach Gl. (97) muß sein

$$L_{1\,erf} = \frac{R_i'}{\omega_u} = \frac{1}{\omega_u} \frac{(R_i + R_{w1})(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)}{R_i + R_{a\,opt}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 60\,s^{-1}} \frac{(40000 + 520)(520 + 4160)}{40000 + 5200}\,\Omega = \frac{4200\,\Omega s}{2\pi \cdot 60}$$

oder $L_{1\,erf} \approx 11{,}2$ H

4) Übertragertyp

Nach den Unterlagen im I. Band muß sein

$$\frac{A_R}{A_L} \leqq \frac{R_{w1\,zul}}{2\,L_{1\,erf}} = \frac{520\,\Omega}{2 \cdot 11{,}2\,H} = 23{,}2\,\frac{\Omega}{H}$$

Der Kerntyp M 42 hat nach *Tabelle 2* im I. Band, wenn man beachtet, daß die Ausgangsübertrager wegen der Gleichstromdurchflutung mit Luftspalt ausgeführt werden müssen,

$$\frac{A_R}{A_L} = \frac{15\,\mu\Omega/w^2}{0{,}4\,\mu H/w^2} = 37{,}5\,\frac{\Omega}{H}$$

Der Kerntyp M 55 hat

$$\frac{A_R}{A_L} = \frac{13\,\mu\Omega/w^2}{0{,}75\,\mu H/w^2} = 17{,}3\,\frac{\Omega}{H}$$

Da dieser zweite Quotient die Bedingung $A_R/A_L \leqq 23{,}2\,\Omega/H$ erfüllt, wird der Übertrager mit einem Kern M 55-Dyn. Bl. IV mit Luftspalt ausgeführt.

5) Windungszahlen

Aus dem Ansatz $L_1 = A_L w_1^2$ folgt, da $A_L = 0{,}75\,\mu H$ ist,

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{11{,}2\,H}{0{,}75 \cdot 10^{-6}\,H}} = 3860 \text{ Windungen}$$

Aus dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = w_1/w_2 = 22{,}6$ folgt

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{3800}{22{,}6} = 171 \text{ Windungen}$$

6) Drahtquerschnitte

Nach der *Tabelle 2* für Übertrager im I. Band hat der Übertrager mit M 55-Kern einen Wicklungsquerschnitt von $F_w = 2{,}2\,cm^2$. Davon gehen für Lagen- und Wicklungsisola-

tionen etwa 15···20% ab. Mithin stehen für die beiden Wicklungen effektiv zur Verfügung: $F'_w = 0{,}85\cdots0{,}8\,F_w$. Bei vorsichtigem Wickeln wird man rechnen können

$$F'_w = 0{,}85 \cdot 2{,}2\ \text{cm}^2 = 1{,}87\ \text{cm}^2$$

Für die Primärwicklung steht davon die Hälfte zur Verfügung, also

$$F_{w1} = 0{,}935\ \text{cm}^2$$

Aus $w_1 = 3860$ und $F_{w1} = 0{,}935\ \text{cm}^2$ folgt, daß auf 1 cm² Querschnitt $w'_1 = w_1/F_{w1} = 3860/0{,}935\ \text{cm}^2 = 4130$ Windungen/cm² unterzubringen sind. Nach der *Tabelle 3* für Drahtstärken im I. Band ist das bei einem Lackdraht von $d_1 = 0{,}12$ mm Ø möglich. Dieser Draht hat einen Querschnitt von $q_1 = 0{,}0113\ \text{mm}^2$ und einen Widerstand von $r_1 = 1{,}58\ \Omega/\text{m}$.

Aus $r_1 = 1{,}58\ \Omega/\text{m}$, $w_1 = 3860$ und der mittleren Länge einer Windung (Unterwicklung) von $l_w = 0{,}099$ m folgt

$$R_{w1} = r_1 l_w w_1 = 1{,}58\,\frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 3860 = 604\ \Omega$$

Dieser Wert für den primären Wicklungswiderstand liegt zu hoch, da nur 520 Ω zulässig sind. Darum wird versuchsweise der nächststärkere Drahtdurchmesser von $d_1 = 0{,}14$ mm mit $q_1 = 0{,}0154\ \text{mm}^2$ und $r_1 = 1{,}16\ \Omega/\text{m}$ gewählt. Mit diesem Draht nimmt die Primärwicklung einen Widerstand an von

$$R_{w1} = 1{,}16\,\frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 3860 = 443\ \Omega$$

Bei $d_1 = 0{,}14$ mm wird an Wickelraum verbraucht

$$F_{w1} = \frac{3860\ \text{Windungen}}{3500\ \text{Windungen/cm}^2} = 1{,}10\ \text{cm}^2$$

Mithin bleibt für die Sekundärwicklung an Wickelraum übrig

$$F_{w2} = F'_w - F_{w1} = 1{,}87\ \text{cm}^2 - 1{,}1\ \text{cm}^2 = 0{,}77\ \text{cm}^2$$

Dem entspricht bei $w_2 = 171$ eine spezifische Windungszahl von

$$w'_2 = \frac{w_2}{F_{w2}} = \frac{171\ \text{Windungen}}{0{,}77\ \text{cm}^2} = \frac{220\ \text{Windungen}}{1\ \text{cm}^2} = 220/\text{cm}^2$$

Hierfür kann nach der *Tabelle 3* für Drahtstärken im I. Band ein Lackdraht von $d_2 = 0{,}6$ mm mit $q_2 = 0{,}283\ \text{mm}^2$ und $r_2 = 0{,}0631\ \Omega/\text{m}$ genommen werden. Die Sekundärwicklung nimmt dann, wenn man für die einzelne Windung nach der *Tabelle 2* für Übertrager eine Länge (Oberwicklung) von $l_w = 14{,}1$ cm einsetzt, einen Widerstand an von

$$R_{w2} = r_2 l_w w_2 = 0{,}0631\,\frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}141\ \text{m} \cdot 171 = 1{,}52\ \Omega$$

Auf der Primärseite erscheint dieser Widerstand mit

$$\ddot{u}^2 R_{w2} = 520 \cdot 1{,}52\ \Omega = 790\ \Omega$$

Für den zulässigen Wirkwiderstand der Sekundärwicklung sind nur die Wechselspannungsverluste maßgebend. Bei $p = 12\%$ dürfen R_{w1} und $\ddot{u}^2 R_{w2}$ zusammen 2mal 624 Ω

$= 1248\,\Omega$ groß sein. Da $R_{w1} = 443\,\Omega$ ist, darf die Sekundärwicklung einen Wert von maximal $805\,\Omega$ haben. Dies besagt, daß die errechneten $790\,\Omega$ zulässig sind.

Wenn die Röhre ganz exakt mit $R_{a\,opt} = 5200\,\Omega$ abgeschlossen werden soll, dann muß jetzt das Übersetzungsverhältnis korrigiert werden. Denn der Berechnung von $\ddot{u}$ hat ein Wert von $R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2} = 2\text{mal}\ 520\,\Omega = 1040\,\Omega$ zugrunde gelegen, während der vorliegende Entwurf auf $443\,\Omega + 790\,\Omega = 1233\,\Omega$ kommt. Da es sich bei diesem Beispiel aber lediglich um eine Vorentwurfsrechnung handelt, kann von der Korrektur abgesehen werden.

7) Maximal zulässige Streuung

Die maximal zulässige Streuung errechnet sich aus Gl. (99) zu

$$\sigma_{\max\,zul} = \frac{R_i + R_{a\,opt}}{\omega_o L_1} = \frac{(40 + 5{,}2)\,\mathrm{k\Omega}}{2\pi \cdot 12\,000\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 11{,}2\,\mathrm{H}} = 0{,}053 = 5{,}3\%$$

Dies ist ein völlig unkritischer Wert, der ohne besondere Schwierigkeiten mit normalen Wicklungen erreicht wird. Der Grund für die geringen Anforderungen liegt in dem hochohmigen Innenwiderstand der Endpentode; eine Leistungstriode würde, da sie wesentlich niederohmiger ist, weit höhere Anforderungen an die Kleinheit der Streuung stellen.

8) Kontrolle der Stromdichte

Der verhältnismäßig hohe Anodenstrom von 48 mA läßt es fraglich erscheinen, ob die Primärwicklung erwärmungsmäßig nicht überlastet wird. Der Gesamteffektivwert des Stromes in der Primärwicklung errechnet sich nach Gl. (163) im I. Band aus der Formel

$$I_{1\,ges} = \sqrt{I_{a-}^2 + I_{a\sim}^2}$$

Hierin ist $I_{a-} = 48$ mA. $I_{a\sim}$ läßt sich aus der maximalen Röhrenleistung von $P_\sim = 5{,}7$ W und dem Anodenwiderstand von $R_{a\,opt} = 5{,}2\,\mathrm{k\Omega}$ zu

$$I_{a\sim} = \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,opt}}} = \sqrt{\frac{5{,}7\ \mathrm{W}}{5200\,\Omega}} = 33\ \mathrm{mA}$$

ermitteln. Damit wird

$$I_{1\,ges} = \sqrt{48^2 + 33^2}\,\mathrm{mA} = 58{,}3\ \mathrm{mA}$$

und die Stromdichte

$$S = \frac{I_{1\,ges}}{q} = \frac{0{,}0583\ \mathrm{A}}{0{,}0154\ \mathrm{mm^2}} = 3{,}8\ \mathrm{A/mm^2}$$

Da für Übertrager mit einem M 55-Kern, die nicht im Freien stehen, sondern in ein Gerät eingebaut sind, nach Abschnitt G.II.2.f) des I. Bandes nur $3\ \mathrm{A/mm^2}$ Stromdichte zulässig sind, ist der hier entworfene Übertrager hinsichtlich der Erwärmung etwas knapp bemessen. Man müßte strenggenommen entweder den primären Wicklungsdraht auf Kosten des sekundären und der Höhe der Wechselspannungsverluste vergrößern oder zum nächstgrößeren Korntyp übergehen. Da aber moderne Geräte fast immer mit einer Spannungsgegenkopplung in der Ausgangsstufe arbeiten und sich bei Gegenkopplung die ganze Dimensionierung des Ausgangsübertragers günstiger gestaltet (*Beispiel 26*), kann hier vorerst auf eine nochmalige Durchrechnung verzichtet werden, zumal an dem vorliegenden Zahlenbeispiel lediglich der Gang der Entwurfsrechnung demonstriert werden sollte.

9) Kontrolle der maximalen Induktion

Bei Übertragern, die mit Luftspalt gestopft sind, spielen die Induktionsverzerrungen wegen der stark linearisierenden Wirkung des Luftspaltes im allgemeinen keine wesentliche Rolle. Nach den Angaben im Abschnitt G.II.2.c) des I. Bandes darf in mit Luftspalt gestopften Übertragern der Scheitelwert der Induktion Werte um 12000 G annehmen.

Im vorliegenden Fall ergibt sich, wenn man zunächst aus dem Ansatz $P_\sim = U_1^2/R_{a\,opt}$ die Primärspannung $U_1 = U_{a\sim}$ zu

$$U_1 = \sqrt{P_\sim R_{a\,opt}} = \sqrt{5{,}7\,\mathrm{W} \cdot 5200\,\Omega} = 172\,\mathrm{V}$$

errechnet, für die tiefste Übertragungsfrequenz nach Gl. (160) im I. Band eine Induktion von

$$\hat{B} = \frac{U_1}{4{,}44\, w_1 f_u F_{Fe}} = \frac{172\,\mathrm{V}}{4{,}44 \cdot 3860 \cdot 60\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 3{,}2\,\mathrm{cm^2}} = 5{,}2 \cdot 10^{-5}\,\frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{cm^2}}$$

oder

$$\hat{B} = 5200\,\mathrm{G}$$

Da dieser Wert im zulässigen Bereich liegt, ist hiermit der Ausgangsübertrager für die EL 84 in seinen ersten rohen Abmessungen entworfen und festgelegt.

8. Gegenkopplung

a) Allgemeine Eigenschaften

Bisher war es wünschenswert und wurde darauf geachtet, daß von der Anodenseite einer Röhre aus möglichst keine Rückwirkung auf die Gitterseite stattfand. Die „Anodenrückwirkung" der Triode war sogar der direkte Anlaß zur Entwicklung der Tetroden und Pentoden mit ihrem geringen Durchgriff. Wenn jetzt im folgenden mit Absicht eine Rückkopplung von der Ausgangsseite einer Röhre auf ihre Eingangsseite eingeführt wird, so geschieht dies, um damit besondere Effekte zu erzielen.

Unter Rückkopplung versteht man die Zurückführung eines Teils der Ausgangsenergie einer Schaltung auf die Eingangsseite. Da eine Röhre normalerweise keine Steuerleistung, sondern nur Steuerspannung benötigt, kommt es bei der Rückkopplung praktisch nur auf die Spannung an, die zurückgeführt wird. Geschieht die Rückführung in der Weise, daß die zurückgekoppelte Spannung mit der Eingangsspannung in Phase liegt, sich also ihr addiert und dadurch die resultierende Steuerspannung am Gitter vergrößert, so spricht man von einer „Mitkopplung". Diese Art der Rückkopplung bildet die Grundlage der Schwingungserzeugung.

Koppelt man die Ausgangsspannung dagegen so zurück, daß die zurückgeführte Spannung um 180° phasenverschoben zur Eingangsspannung liegt, ihr also entgegenwirkt, und damit die resultierende Steuerspannung kleiner als die ursprüngliche ohne Rückkopplung ist, so spricht man von einer „Gegenkopplung" (GK). Die Gegenkopplung bedingt zunächst eine Verstärkungsminderung der gegengekoppelten Röhrenstufe, denn die am Gitter resultierend wirksame Steuerspannung ist kleiner als die ohne Gegenkopplung. Der Verstärkungsrückgang ist aber

praktisch der einzige Nachteil der Gegenkopplung; er wird durch andere, entscheidende Vorteile wiederaufgehoben. Unter den Vorzügen, die eine Gegenkopplung bietet, sind besonders zu nennen: die Klirrfaktorverbesserung und die Linearisierung des Frequenzganges. Außerdem macht sie den Verstärker unempfindlicher gegen Netzspannungsschwankungen, Röhrenstreuungen oder -alterungen und Belastungsänderungen. Dies bedeutet, daß die Gegenkopplung die Schaltung in ihrer Verstärkung stabilisiert. Andere Eigenschaften der Gegenkopplung, die man in bestimmten Fällen sehr nützlich anwenden kann, sind die Änderung des Innenwiderstandes der Röhrenstufe und die Möglichkeit, durch Einführung einer frequenzabhängigen Gegenkopplung den Frequenzgang der Schaltung willkürlich zu verändern, beispielsweise eine Tiefen- oder Höhenanhebung vorzunehmen [8; 9; 12].

Wie schon angedeutet wurde, läuft bei Röhrenschaltungen, die eingangsseitig praktisch nur Steuerspannung benötigen, das Problem der Gegenkopplung darauf hinaus, der Eingangsspannung eine aus den Ausgangsgrößen der Schaltung hergeleitete Spannung gegenzuschalten. Je nachdem, ob man diese Spannung aus dem Anodenwechselstrom oder der Anodenwechselspannung herleitet, unterscheidet man die Stromgegenkopplung und die Spannungsgegenkopplung. Ihre Wirkung muß nicht gleich sein, da der zeitliche Verlauf des Anodenstromes nicht unbedingt mit dem der Spannung übereinzustimmen braucht. Man denke beispielsweise

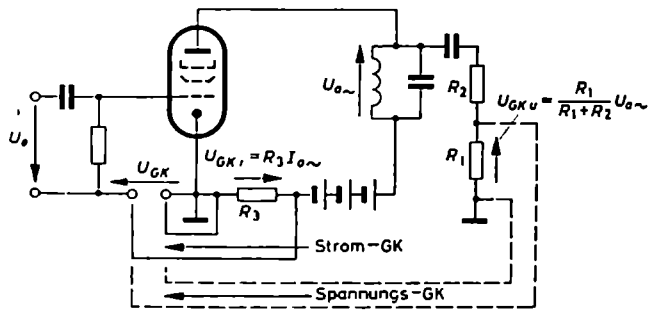


Bild 136. Prinzip der Strom- und Spannungsgegenkopplung

an den Fall, daß im Anodenkreis ein Schwingkreis liegt (*Bild 136*); dann können der Anodenstrom $I_{a\sim}$ und die aus ihm über R_3 hergeleitete Rückkopplungsspannung U_{GKi} stark verzerrt, dagegen die Schwingkreisspannung $U_{a\sim}$ und die aus ihr durch Spannungsteilung an R_1 und R_2 hergeleitete Rückkopplungsspannung U_{GKu} beinahe sinusförmig sein.

b) Stromgegenkopplung

α) Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung

Die Stromgegenkopplung kommt meistens über den kapazitiv nichtüberbrückten Katodenwiderstand zustande. Im *Bild 137* ist R_{k1} der Widerstand, der die Gegen-

kopplung bewirkt. R_{k2} dient in Verbindung mit R_{k1} nur zur Erzeugung der nötigen Gittervorspannung; wechselstrommäßig ist er nicht wirksam, da er durch den Kondensator C_k überbrückt ist. Der Katodenwechselstrom ruft an R_{k1} eine Wechselspannung $u_k = R_{k1} i_k$ hervor. Sie hat bei der im *Bild 137* angenommenen Polung der Eingangsspannung u_e ($+$ an a, $-$ an b oder Erde) eine Richtung, die durch den eingetragenen Pfeil gekennzeichnet ist. Die resultierende Spannung zwischen Gitter und Katode, die die eigentliche Gitterwechselspannung u_g darstellt, setzt sich aus u_e und u_k zusammen. Wegen der Gegensinnigkeit der u_e- und u_k-Spannungspfeile ist u_g gleich der Differenz $u_e - u_k$ der beiden Teilspannungen. Man kann auch so sagen: Unter der Gitterwechselspannung versteht man die Spannung zwischen Gitter und Katode. Also ist

$$u_g = u_{gk}$$

Die Spannung zwischen zwei Punkten ist gleich der Differenz der Potentiale dieser Punkte; also ist

$$u_{gk} = \varphi_g - \varphi_k$$

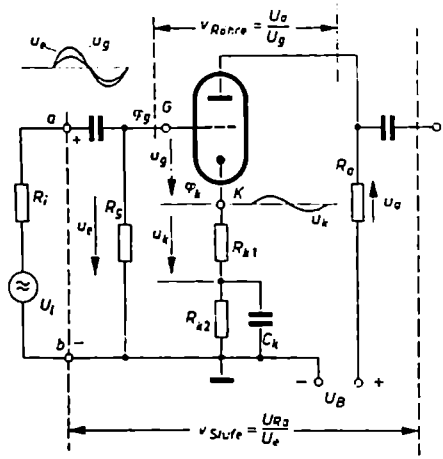


Bild 137. Schaltung zur Stromgegenkopplung

Wählt man die Erde als Bezugspunkt mit dem Potential 0, so ist $\varphi_g = +u_e$ und $\varphi_k = +u_k$. Beide sind positiv, da sowohl die Gitterleitung G als auch der Katodenanschlußpunkt K in dem betrachteten Zeitmoment gerade eine positive Spannung gegen Erde führen. Mithin ist

$$u_{gk} = \varphi_g - \varphi_k = +u_e - (+u_k)$$

oder

$$u_g = u_e - u_k$$

Die resultierende Steuerspannung ist also bei Gegenkopplung kleiner als ohne Gegenkopplung. Eine Folge der verringerten Gitterwechselspannung ist ein Rückgang der Verstärkung der gegengekoppelten Stufe. Dies besagt nicht, wie man beachten mag, daß die Verstärkung der Röhre kleiner geworden ist; sie bleibt ohne und mit Gegenkopplung die gleiche, sofern man die äußere Belastung und den gleichstrommäßigen Arbeitspunkt nicht ändert. Was zurückgeht, ist die Verstärkung der Röhrenstufe, also der Schaltung. Dabei wird unter der Verstärkung der Röhre das Verhältnis der Anodenwechselspannung U_a zur Gitterwechselspannung U_g und unter der Verstärkung der Röhrenstufe das Vorhältnis der Ausgangswechselspannung U_{R_a} zur Eingangswechselspannung U_e verstanden.

Ohne Gegenkopplung gilt, da U_e mit der Gitterwechselspannung U_g und die Anodenwechselspannung U_a mit der Wechselspannung U_{R_a} am Anodenwiderstand

identisch ist,

$$v_{Stufe} = -\frac{U_{R_a}}{U_e} = \frac{U_a}{U_g} \qquad v_{Röhre} = v = \frac{1}{D}\,\frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

Mit Gegenkopplung ist die Verstärkung der einzelnen Stufe, die mit v' bezeichnet werden soll, kleiner als die Verstärkung v der Röhre für sich allein. Den genauen Wert von v' erhält man auf folgende Weise: In dem Ausdruck

$$v' = \frac{U_{R_a}}{U_e}$$

ist U_{R_a} die Spannung am Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$. Diese Spannung ist um die Teilspannung U_k am Gegenkopplungswiderstand R_{k1} kleiner als die von der Röhre insgesamt erzeugte Anodenwechselspannung U_a. Mithin ist

$$U_{R_a} = U_a - U_k$$

Weiterhin ist die resultierende Gitterwechselspannung U_g gleich der Differenz der Eingangswechselspannung U_e und der gegengekoppelten Spannung U_k, also

$$U_g = U_e - U_k \qquad \text{oder} \qquad U_e = U_g + U_k$$

Damit wird

$$v' = \frac{U_{R_a}}{U_e} = \frac{U_a - U_k}{U_g + U_k} = \frac{U_a}{U_g + U_k}\left(1 - \frac{U_k}{U_a}\right) = \frac{1}{\frac{U_g}{U_a} + \frac{U_k}{U_a}}\left(1 - \frac{U_k}{U_a}\right)$$

Für den Quotienten U_g/U_a kann man den Reziprokwert $1/v$ der reinen Röhrenverstärkung einführen. Führt man gleichzeitig für das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung U_k zur Anodenwechselspannung U_a das Zeichen $\mathfrak{K}$ ein, erhält man

$$v' = \frac{1}{\frac{1}{v} + \mathfrak{K}}(1 - \mathfrak{K})$$

oder

$$v' = \frac{v}{1 + v\mathfrak{K}}(1 - \mathfrak{K}) \qquad \text{mit} \qquad \mathfrak{K} = \frac{U_k}{U_a}$$

In den meisten Fällen wird, wie auch im *Bild 137*, der Anodenwiderstand ein reeller oder praktisch reeller Widerstand sein. In diesem Fall werden dann v und $\mathfrak{K}$ und damit auch v' zu reellen Größen, so daß man die reelle Schreibweise einführen und schreiben kann

$$v' = \frac{v}{1 + vK}(1 - K) \qquad \text{mit} \qquad K = \frac{U_k}{U_a} \tag{101}$$

In der Praxis der normalen Stromgegenkopplung ist weiterhin R_{k1} im Vergleich zu R_a meist außerordentlich klein, beispielsweise 2 kΩ gegen 100 kΩ. Unter dieser Vor-

aussetzung läßt sich U_{R_a} näherungsweise gleich U_a setzen und schreiben

$$v' = \frac{U_{R_a}}{U_e} \approx \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_g + U_k} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_a} + \frac{U_k}{U_a}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + \frac{U_k}{U_a}}$$

oder

$$v' \approx \frac{v}{1 + vK} \qquad \text{mit} \qquad K = \frac{U_k}{U_a} \tag{102}$$

Nach dieser die praktischen Bedürfnisse voll befriedigenden Formel ist die Verstärkung v' einer Röhrenstufe mit Gegenkopplung um den Faktor $1 + vK$ kleiner als die Verstärkung v der Röhre für sich allein. Die Röhrenverstärkung selbst kann in dem Fall, daß $R_{k1} \ll R_a$ ist, mit und ohne Gegenkopplung als gleich groß angesehen werden und nach der Formel

$$v = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

berechnet werden. Der Ausdruck $1 + vK$ kennzeichnet dann den Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung gegenüber fehlender Gegenkopplung. Er ist ein Maß für die Stärke oder den Grad der Gegenkopplung und wird deshalb der Gegenkopplungsgrad genannt. Es gilt

$$\textbf{Gegenkopplungsgrad} = 1 + vK$$

Der Faktor $K = U_k/U_a$, der das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung zur Anodenwechselspannung darstellt, wird Gegenkopplungsfaktor genannt. Er läßt sich, da sich die Spannungen wie die zugehörigen Widerstände verhalten, auch durch Widerstandsverhältnisse ausdrücken. Im Fall der Stromgegenkopplung nach *Bild 137* ist der

$$\textbf{Gegenkopplungsfaktor} \qquad K_i = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_{k1}}{R_a + R_{k1}} \approx \frac{R_{k1}}{R_a}$$

so daß man schreiben kann

$$v' = \frac{v}{1 + vK} \qquad \text{mit} \qquad K = K_i = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_{k1}}{R_a + R_{k1}} \approx \frac{R_{k1}}{R_a} \tag{103}$$

Abschließend mag im Rahmen der Stromgegenkopplung auf folgendes hingewiesen werden: Gl. (101) setzt voraus, daß nicht die gesamte von der Röhre erzeugte Wechselspannung U_a, sondern nur der an R_a auftretende Teilbetrag U_{R_a} an die Außenschaltung, beispielsweise das Gitter der nächsten Röhrenstufe, weitergeleitet wird. Unter v wird die Verstärkung der Röhre in der gegengekoppelten Schaltung verstanden. Diese Verstärkung weicht strenggenommen etwas von der Verstärkung der Röhre in einer nichtgegengekoppelten Schaltung ab, weil die Röhrenbelastung bei Gegenkopplung $R_a + R_{k1}$ und ohne Gegenkopplung R_a ist. Über das Verhältnis von R_{k1} zu R_a wird hier keine Bedingung aufgestellt. Gl. (102) und (103) stellen die für die praktischen Bedürfnisse ausreichend genauen Formeln dar. Sie setzen voraus, daß $R_{k1} \ll R_a$ ist und die von der Röhrenschaltung nach außen abgegebene

Wechselspannung U_{R_a} praktisch mit der von der Röhre insgesamt erzeugten Wechselspannung U_a gleichgesetzt werden kann. Wenn die für die Gültigkeit der einzelnen Gleichungen erforderlichen Voraussetzungen nicht erfüllt sind, dann müssen gesonderte Ansätze gemacht werden. Dies ist beispielsweise bei der Katodynschaltung (Abschnitt 9.d) der Fall, in der $R_k = R_a$ ist und auch die über R_k auftretende Spannung mit nach außen abgegeben wird, und beim Katodenverstärker (Abschnitt IV.3.a), bei dem $R_a = 0$ ist.

β) Klirrfaktorverbesserung durch Gegenkopplung

Ist der Anodenwechselstrom infolge einer nicht mehr linearen Aussteuerung der Röhre verzerrt, etwa wie im *Bild 138* übertrieben angedeutet, so ist auch die an R_{i1} sich ausbildende Wechselspannung u_k verzerrt. Bei ihrer Rückwirkung auf die Gitterseite verformt sie die ursprüngliche Steuergitterspannung u_g so, daß ihre positiven Halbwellen kleiner als die negativen werden. Dadurch werden die wegen der Kennlinienkrümmung größeren positiven Halbwellen des Anodenwechselstroms stärker als die negativen geschwächt. Dies bedeutet, daß die neue Stromkurve i_{amGK} wieder etwas sinusförmiger wird und dementsprechend eine Klirrfaktorverbesserung eintritt. Im Prinzip bleibt dies auch dann gültig, wenn man anschließend die Eingangsspannung erhöht, um die tatsächliche Aussteuerung der Röhre wieder auf den alten Wert zu bringen und aus der Röhre die gleiche Wechselstromleistung wie ohne Gegenkopplung herauszuholen. Immer ist es so, daß ohne Gegenkopplung die Gitterwechselspannung sinusförmig, aber der Anodenwechselstrom verzerrt ist. Mit Gegenkopplung wird die resultierende Gitterwechselspannung so verzerrt, daß der Anodenwechselstrom bis zu einem gewissen Grad entzerrt wird, und zwar alles bei dem gleichen Effektivwert von $I_{a\sim}$! Eine geringe Restverzerrung muß natürlich bestehenbleiben, weil die Gegenkopplung sonst nicht ihre entzerrende Wirkung ausüben kann.

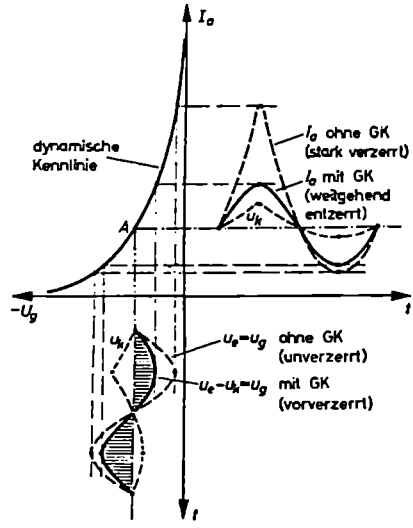


Bild 138. Zur Erklärung der entzerrenden Wirkung der Gegenkopplung

Eine Durchrechnung der Entzerrung, auf die hier verzichtet werden soll, ergibt, daß der Klirrfaktor k angenähert um den gleichen Grad $1 + vK$ verbessert wird, um den die Verstärkung zurückgeht. Es gilt

$$k_{mGK} \approx \frac{k_{aGK}}{1 + vK} \qquad \text{(bezogen auf gleiche Ausgangsspannung)} \tag{104}$$

Dabei ist, wie oben schon gesagt wurde, vorausgesetzt, daß bei Gegenkopplung durch Erhöhen der Eingangsspannung die Ausgangsspannung $U_{a\sim}$ und die Ausgangsleistung $P_{\sim}$ auf dem gleichen Wert wie ohne Gegenkopplung gehalten worden. Die Klirrfaktorverbesserung rührt also nicht von einer durch die Gegenkopplung hervorgerufenen verminderten Aussteuerung der Kennlinie her.

γ) Verschiedene Schaltmöglichkeiten der Stromgegenkopplung

Die Stromgegenkopplungsschaltung nach *Bild 137* oder *139* (*a* und *b*) ist nur so lange möglich, wie sich bei der Berechnung und dem Entwurf der Gegenkopplungsschaltung zeigt, daß der errechnete Gegenkopplungswiderstand $R_{GK} = R_{k1}$ kleiner als derjenige Widerstand R_k ist, der zur Erzeugung der Gittervorspannung erforder-

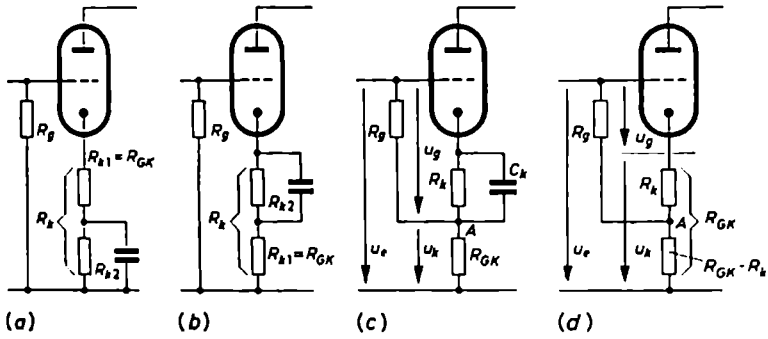


Bild 139. Verschiedene Schaltmöglichkeiten für Stromgegenkopplung. (a und b) gelten für den Fall, daß $R_{k\,erf} > R_{GK}$ ist; (c und d) gelten für den Fall, daß $R_{k\,erf} < R_{GK}$ ist

lich ist; dies ist im *Beispiel 21* der Fall. Bei größeren Gegenkopplungsgraden kann es aber vorkommen, daß der errechnete Gegenkopplungswiderstand R_{GK} größer als der für die Vorspannung erforderliche Widerstand R_k ist (*Beispiel 22*); dann muß die Gegenkopplungsschaltung nach *Bild 139* (*c* und *d*) ausgeführt werden. Im *Bild 139* (*c*) wird der Katode ein kapazitiv überbrückter Widerstand R_k von der Größe des für die Vorspannung erforderlichen Widerstandswertes vorgeschaltet. An seinem unteren Ende *A* wird der Gitterwiderstand R_g angeschlossen. Der obere Teil der Schaltung entspricht dadurch einer normalen Schaltung mit automatischer Gittervorspannung ohne Gegenkopplung. Unterhalb von *A* liegt der eigentliche Gegenkopplungswiderstand R_{GK}, an dem der Anodenwechselstrom die Gegenspannung u_k aufbaut. Im *Bild 139* (*d*) wird der Katodenkondensator C_k eingespart, indem man den Katodenwiderstand R_k auch zur Erzeugung der Gegenkopplungsspannung ausnutzt und ihn deshalb nicht kapazitiv überbrückt. Wie im Abschnitt II.8.e. β) nachgewiesen wird, zeigen diese beiden Schaltungen einen außerordentlich hohen Eingangswiderstand.

Beispiel 21

Gegeben sei eine Triode, die in dem Arbeitspunkt $U_a = 250$ V, $I_a = 1$ mA und $U_g = -4$ V arbeitet. Ihr Anodenwiderstand sei $R_a = 150$ kΩ. Sie möge in ihrem Arbeitspunkt die Kenndaten $R_i = 22$ kΩ, $D = 3{,}33\%$ und $S = 1{,}36$ mA/V haben. Die Röhre soll eine Stromgegenkopplung vom Grad $1 + vK = 1{,}5$ erhalten, ihre Verstärkung soll also mit Gegenkopplung 1,5mal kleiner als ohne Gegenkopplung sein. Wie groß müssen der Katodenwiderstand und der Gegenkopplungswiderstand gewählt werden? Zunächst gilt aus reinen Gittervorspannungsgründen

$$R_k = \frac{U_g}{I_a} = \frac{4\text{ V}}{1\text{ mA}} = 4\text{ kΩ}$$

Da die Röhre für sich allein mit und ohne Gegenkopplung eine Verstärkung von

$$v = \frac{1}{D}\,\frac{R_a}{R_a + R_i} = \frac{150\text{ kΩ}}{0{,}0333 \cdot 172\text{ kΩ}} = 26{,}2$$

hat, muß der Gegenkopplungsfaktor

$$K = \frac{1{,}5 - 1}{v} = \frac{0{,}5}{26{,}2} = 0{,}019 = 1{,}9\%$$

sein. Nach Gl. (103) ergibt sich dann aus $K = R_{k1}/R_a$

$$R_{k1} = K R_a = 0{,}019 \cdot 150\text{ kΩ} = 2{,}85\text{ kΩ}$$

Im vorliegenden Fall ist $R_k > R_{k1}$, so daß hierfür die Schaltung nach *Bild 139(a)* oder (*b*) mit $R_{k1} = 2{,}85$ kΩ und $R_{k2} = 1{,}15$ kΩ in Frage kommt.

Beispiel 22

Die gleiche Röhre wie im *Beispiel 21* soll eine etwas stärkere Gegenkopplung vom Grad $1 + vK = 2{,}5$ erhalten. Für diesen Fall muß, da sich an der Verstärkung v nichts ändert, der Gegenkupplungsfaktor

$$K = \frac{2{,}5 - 1}{v} = \frac{1{,}5}{26{,}2} = 0{,}0572 = 5{,}7\%$$

sein. Der Gegenkopplungswiderstand nimmt hier den Wert

$$R_{GK} = K R_a = 0{,}0572 \cdot 150\text{ kΩ} = 8{,}6\text{ kΩ}$$

an. Also ist R_{GK} größer als der für die Vorspannung erforderliche Widerstand $R_k = 4$ kΩ. Folglich muß die Gegenkopplungsschaltung jetzt nach *Bild 139(c)* mit $R_k = 4$ kΩ und $R_{GK} = 8{,}6$ kΩ oder nach *Bild 139(d)* mit $R_k = 4$ kΩ und dem Restwiderstand $R_{GK} - R_k = 4{,}0$ kΩ ausgeführt werden.

Der Verstärkungsverlust einer gegengekoppelten Stufe muß durch eine Erhöhung der Verstärkung in den Vorstufen wieder ausgeglichen werden. Da dies wegen des Anwachsens der Verzerrungen in den Vorstufen nicht beliebig weit getrieben werden kann, ist dem Grad der Gegenkopplung stets eine bestimmte Grenze gesetzt.

Es mag hier darauf hingewiesen werden, daß die Gegenkopplung, wenn sie den Klirrfaktor k_2 der 2ω-Oberschwingung verbessert, dadurch den Klirrfaktor k_3 der 3ω-Oberschwingung etwas verschlechtert. Durch einen Modulationsvorgang zwischen der rückgekoppelten Frequenz 2ω mit der vorhandenen Grundwelle ω entsteht an der gekrümmten Röhrenkennlinie eine schwache Summenfrequenz $\omega + 2\omega$, also eine kleine 3ω-Oberschwingung.

c) Spannungsgegenkopplung

Bild 140 zeigt das Prinzip der Spannungsgegenkopplung. Von der Anodenwechselspannung der Röhre 2, deren Verzerrungen herabgesetzt werden sollen, wird über einen hohen Widerstand R_{ag} (*Bild 140a*) oder R_{aa} (*Bild 140b*) und einen Konden-

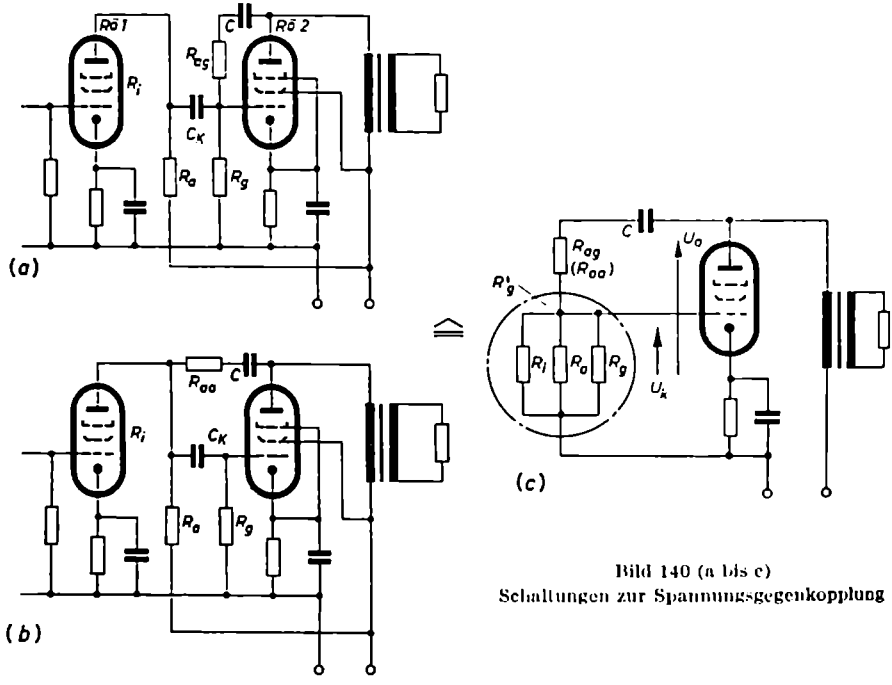


Bild 140 (a bis c)
Schaltungen zur Spannungsgegenkopplung

sator C, der zur gleichstrommäßigen Trennung der Gitterseite von der Anodenseite dient, ein bestimmter Betrag auf das Gitter zurückgekoppelt. Im ersten Fall findet eine direkte Rückkopplung auf das Gitter statt, im zweiten Fall führt der Rückkopplungsweg über die Anode der Vorröhre. Diese zweite Art hat den Vorteil, daß erstens der Kondensator C für eine geringere Potentialdifferenz ausgelegt und unter Umständen sogar ganz fortgelassen werden kann und zweitens der Kopplungskondensator C_K und sein Einfluß auf den Frequenzgang mit in die Gegenkopp-

lungsschaltung einbezogen wird. Dadurch läßt sich eine wertvolle Verbesserung des Frequenzganges bei tiefen Frequenzen erzielen (Abschnitt f dieses Kapitels).

Die Höhe der rückgekoppelten Spannung wird nach *Bild 110 (c)* durch den resultierend wirksamen Gitterwiderstand R_g' und den Widerstand R_{ag} beziehungsweise R_{aa} bestimmt. Die Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$, das heißt die Spannung zwischen Anode und Katode, teilt sich im Verhältnis dieser beiden Widerstände auf die Strecken Gitter/Katode und Anode/Gitter auf. Der über R_g' auftretende Spannungsbetrag stellt die eigentliche rückgekoppelte Spannung U_k dar. Ihr Verhältnis zur Ausgangs- und gleichzeitig Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$ ist definitionsgemäß gleich dem Gegenkopplungsfaktor K. Ist der Trennkondensator C genügend groß, so daß er selbst bei den tiefsten Frequenzen nicht in die Spannungsteilung mit eingeht, so kann man nach der Spannungsteilerregel schreiben

$$K_u = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_g'}{R_g' + R_{ag}} \tag{105}$$

Statt R_{ag} kann auch R_{aa} eingesetzt werden. Je kleiner R_{ag} gewählt wird, desto weniger Spannung wird hier verbraucht, desto größer wird die Spannung an R_g' und damit die Gegenkopplung. Durch die 180°-Phasendrehung, die jede Röhre verursacht, ist die Phasenlage der rückgekoppelten Teilspannung U_k der von der Röhre *1* dem Gitterwiderstand R_g zugeführten Spannung U_e entgegengesetzt, so daß tatsächlich eine Gegenkopplung und keine Mitkopplung stattfindet.

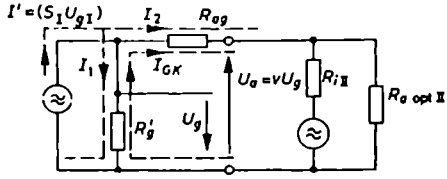


Bild 141. Zur Erklärung der Spannungsgegenkopplung aus der Überlagerung zweier Ströme

Wer es beanstandet, daß nach der obigen Erklärung an dem Gitterwiderstand zu gleicher Zeit zwei verschieden große, entgegengesetzte Spannungen gleicher Frequenz, nämlich U_k und U_e, auftreten, die sich zu einer resultierenden Spannung U_g zusammensetzen, der berechne U_g nach *Bild 111* mit Hilfe der Ströme I_1 und I_{GK}, die Röhre *1* beziehungsweise Röhre *2* über den gemeinsamen Widerstand R_g' schicken. Sicherlich gilt

$$U_g = R_g'(I_1 - I_{GK}) \tag{106}$$

I_1 rührt von dem Urstrom I' der ersten Röhre her. I_{GK} stellt den Gegenkopplungsstrom dar, den die zweite Röhre über die $R_g' R_{ag}$-Rückkopplungsschaltung treibt. Wegen der 180°-Phasendrehung, die jede Röhre verursacht, hat nicht nur die verstärkte Anodenwechselspannung $U_a = v\,U_g$ der zweiten Röhre, sondern auch der Strom, den diese Röhre über R_g' und R_{ag} treibt, das entgegengesetzte Vorzeichen wie U_g beziehungsweise I_1.

Nach dem Überlagerungsgesetz in verzweigten linearen Netzen kann man I_1 und I_{GK} je für sich errechnen, sie dann in dem gemeinsamen Widerstand R'_g überlagern und so die resultierende Gitterwechselspannung U_g bestimmen. Der Teilstrom I_{GK} hat den Wert

$$I_{GK} = \frac{U_a}{R'_g + R_{ag}}$$

Hinsichtlich I_1 gilt zunächst

$$I_1 = I' - I_2$$

Da praktisch stets $R_{ag} + R_{fII} \parallel R_{a\,opt\,II} \gg R'_g$ und damit $I_2 \ll I_1$ ist, kann I_2 vernachlässigt und

$$I_1 \approx I'$$

gesetzt werden. Diese Werte von I_{GK} und I_1 in Gl. (106) eingeführt, ergibt

$$U_g = R'_g I' - \frac{R'_g}{R'_g + R_{ag}} U_a$$

Der erste Ausdruck rechts stellt die Anodenwechselspannung U_{a1}, also die Eingangsspannung U_e der zweiten Röhre ohne Gegenkopplung, dar, der zweite Ausdruck rechts bezeichnet nach Gl. (105) die Spannung $U_k = K_v U_a$. Mithin liefert auch der Ansatz mit den sich überlagernden Strömen dasselbe Resultat wie der Ansatz mit den Spannungen, nämlich

$$U_{g\,mGK} = U_e - U_k$$

Die Spannungsgegenkopplung kann auch nach den *Bildern 142* und *143* vorgenommen werden. Im ersten Fall wird von der Anodenwechselspannung der Endröhre

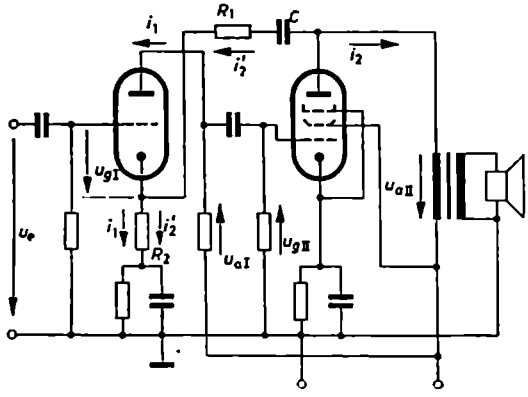


Bild 142. Spannungsgegenkopplung von der Anode der Endröhre auf die Katode der Vorröhre

ein gewisser Betrag auf die Katode der Vorröhre zurückgekoppelt; er hängt von dem Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 ab. Da die Anodenwechselspannung der Endröhre die gleiche Phasenlage wie der Anodenwechselstrom der Vorröhre hat –

die 180°-Phase tritt nur zwischen den beiden Anodenwechselspannungen auf –, ruft sie an R_2 und damit an der Katode phasenmäßig die gleiche Spannung wie der Anodenwechselstrom der Vorröhre hervor. Es findet hier strenggenommen eine kombinierte Gegenkopplung statt, eine Spannungsgegenkopplung von der Endröhre und eine Stromgegenkopplung von der Vorröhre aus.

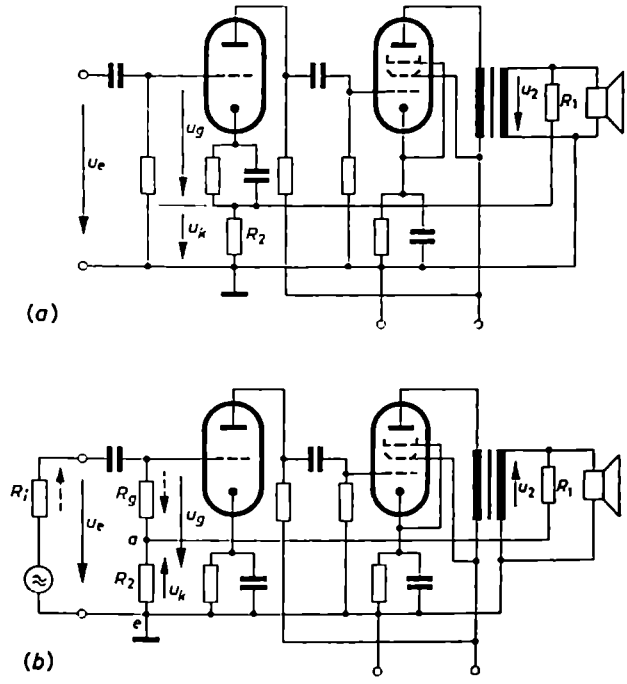


Bild 143. Spannungsgegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers (a) auf die Katode und (b) den Gitterkreis der Vorröhre

In den Schaltungen nach *Bild 143* wird die Gegenspannung auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgegriffen. Ist der Übertrager auf der Ausgangsseite einpolig geerdet, so liegt zwischen seinen Ausgangsklemmen ein Spannungsteiler aus R_1 und R_2. Der an R_2 auftretende Teilbetrag bildet die Gegenspannung. Im *Bild 143* (*a*) liegt R_2 in der Katodenleitung, so daß hier wie im *Bild 142* eine gemischte Strom- und Spannungsgegenkopplung stattfindet. R_2 soll in diesen Schaltungen nicht größer als 100 Ω gewählt werden, wenn die Vorröhre die Eingangsröhre des Verstärkers ist. Da R_2 kapazitiv nicht überbrückt ist, besteht die Gefahr, daß die Vorröhre Isolationsbrumm hervorbringt (Abschnitt B.II.3.). R_2 läßt sich unter Umständen dadurch stark verkleinern, daß man die Gegenkopplungsspannung nicht an der niederohmigen Lautsprecherwicklung, sondern an einer besonderen Wicklung des Ausgangsübertragers abgreift. Sie wird durch eine entsprechende

Windungszahl so ausgelegt, daß sie höhere Spannungen liefert. Dann genügt ein kleiner Widerstand R_2, um in die Katode die erforderliche Gegenspannung einzuspeisen.

In der Schaltung nach *Bild 113 (b)* liegt der Widerstand R_2 in Reihe mit dem Gitterableitwiderstand R_g der Vorröhre. Hier kann kein Isolationsbrumm auftreten, weil die Katode wechselstrommäßig geerdet ist. Die Schaltung eignet sich jedoch nicht für niederohmige Signalquellen, denn die Gegenspannung u_k, die zwischen e und a über R_2 liegt, tritt zugleich über der Reihenschaltung von R_i und R_g auf. Ist $R_i < R_g$, so liegt der größte Teil der Gegenspannung über R_g, und zwar mit einer solchen Polung (gestrichelte Pfeile), daß sie die Gegenspannung u_k über R_2 zum großen Teil wieder ausgleicht.

d) Änderung der Kenngrößen (Innenwiderstand, Steilheit und Durchgriff) der gegengekoppelten Schaltung

α) Verhältnisse bei Spannungsgegenkopplung

Die Spannungsgegenkopplung hat die Eigenschaft, daß sie den Innenwiderstand der Röhrenschaltung herabsetzt, und zwar auf den Wert

$$R'_{i\,SpGK} = \frac{R_i}{1 + \frac{K}{D}} = \frac{R_i}{1 + \mu K} = \frac{R_i}{1 + S R_i K} \tag{107}$$

Die Steilheit wird nicht geändert; es ist

$$S'_{SpGK} = S \tag{108}$$

Der Durchgriff ändert sich auf den Wert

$$D'_{SpGK} = D + K \tag{109}$$

Die allgemeine Tendenz der Änderung des Innenwiderstandes – nicht der zahlenmäßige Betrag der Änderung – wird verständlich, wenn man bedenkt, daß bei Spannungsgegenkopplung parallel zum Innenwiderstand der Röhre die Widerstandskombination $R_{eg} \div R'_g$ liegt. Dadurch wird zumindest in der Tendenz der insgesamt zwischen Anode und Katode wirksam werdende Widerstand R'_i kleiner. Die wirklichen Zusammenhänge sind wesentlich verwickelter, da über die Rückkopplungswiderstände eine Rückwirkung auf das Gitter und von dort auf die Anodenseite der Röhre stattfindet.

Für die Herleitung der GL (107) bis (109) muß man sich überlegen, wie groß die Leerlaufspannung und der Kurzschlußstrom einer spannungsgegengekoppelten Stufe sind. In der Leerlaufspannung steckt die Leerlaufverstärkung μ' oder der Durchgriff D' und im Kurzschlußstrom die Steilheit S'. Da der Innenwiderstand einer Schaltung definitionsgemäß gleich ihrer Leerlaufspannung dividiert durch ihren Kurzschlußstrom ist, hat man mit diesen beiden Größen zugleich den Innenwiderstand R'_i.

Ohne Gegenkopplung ist die Leerlaufspannung einer Röhrenschaltung $U_l = U_g/D = \mu U_g$ und ihr Kurzschlußstrom $I_k = S U_g$. Hieraus folgt

$$R_{i\,ogK} = \frac{U_l}{I_k} = \frac{U_g}{D}\,\frac{1}{S U_g} = \frac{1}{SD} = \frac{\mu}{S}.$$

Dies ist die bekannte Barkhausen-Gleichung. Bei Spannungsgegenkopplung geht die Leerlaufverstärkung entsprechend den Gl. (102) und (103) auf den Wert

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \mu K}$$

herunter. Bildet man hiervon den Reziprokwert, so erhält man

$$\frac{1}{\mu'} = D' = \frac{1 + \mu K}{\mu} = \frac{1}{\mu} + K$$

oder

$$D' = D + K$$

und zugleich, da sich μ' auf die Eingangsspannung U_e und nicht auf U_g bezieht,

$$U_l' = \mu' U_e = \frac{\mu}{1 + \mu K} U_e = \frac{1}{D'} U_e$$

Wie man sich an Hand des *Bildes 144* klarmachen kann, behält die Steilheit bei Spannungsgegenkopplung ihren alten Wert bei. Bei Kurzschluß im Anodenkreis ist

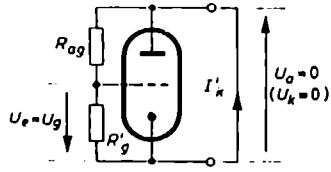


Bild 144. Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom einer Röhrenstufe mit Spannungsgegenkopplung

die Anodenwechselspannung Null. An der Kettenschaltung von R_{ag} und R'_g kann daher keine Spannung auftreten und damit auch keine Gegenkopplung stattfinden. Die Folge ist, daß der Kurzschlußstrom $I'_k = S' U_e = S' U_g$ bei Gegenkopplung genauso groß wie der Kurzschlußstrom $I_k = S U_g$ ohne Gegenkopplung ist. Dies bedeutet aber

$$S' = S$$

Setzt man die Werte von U'_l und I'_k in die Definitionsgleichung für R'_i ein, so ergibt sich

$$R'_i = \frac{U'_l}{I'_k} = \frac{\mu' U_e}{S' U_e} = \frac{\mu'}{S'}.$$

oder

$$R'_i = \frac{\mu}{1 + \mu K}\,\frac{1}{S} = \frac{\mu/S}{1 + \mu K} = \frac{R_i}{1 + \mu K}$$

Dies ist aber die in Gl. (107) angegebene Formel. Man beachte, daß nach dieser Formel für die Verkleinerung des Innenwiderstandes außer K die Leerlaufverstärkung μ maßgebend ist. Für den Rückgang der Verstärkung v auf v' ist die Betriebsverstärkung v verantwortlich. Bis auf v beziehungsweise μ sind die Formeln für v' und R_i' gleichartig aufgebaut.

β) Verhältnisse bei Stromgegenkopplung

Die Stromgegenkopplung ändert die Daten der gegengekoppelten Schaltung in anderer Weise. Im *Bild 137* liegt der Gegenkopplungswiderstand R_{k1} in Reihe zum R_i der Röhre. Dies macht zumindest in der Tendenz verständlich, daß sich bei Stromgegenkopplung der Innenwiderstand der Schaltung erhöht. Der neue Innenwiderstand ist nicht einfach gleich $R_i + R_{k1}$. Die Verhältnisse sind komplizierter, da die Spannung, die sich über R_{k1} beim Messen des neuen R_i'-Wertes ausbildet, über den Gitterkreis und die Röhre verstärkt in die Meßschaltung zurückwirkt und sie wesentlich hochohmiger erscheinen läßt.

Die folgenden Ableitungen werden zeigen, daß für die Kenngrößen der stromgegengekoppelten Schaltung die Formeln gelten

$$R_{i\,StrGK}' = R_i(1 + K S R_a)$$

oder, da nach Gl. (103) und *Bild 137* $K = R_{k1}/R_a$ ist,

$$R_{i\,StrGK}' = R_i\left(1 + S R_{k1}\right) = R_i + \frac{R_{k1}}{D} = R_i + \mu R_{k1} \tag{110}$$

mit

$$D_{StrGK}' = D \tag{111}$$

und

$$S_{StrGK}' = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} \approx \frac{S}{1 + S R_{k1}} \tag{112}$$

Bei der Ableitung dieser Formeln geht man wieder am besten so vor, daß man sich an Hand des *Bildes 145* überlegt, wie groß bei Gegenkopplung die Leerlaufspannung und der Kurzschlußstrom werden. Man wird finden, daß die Leerlaufspannung mit Gegenkopplung genauso groß wie ohne Gegenkopplung ist. Da bei Leerlauf kein Anodenwechselstrom fließt und dementsprechend über R_{k1} keine Spannung U_k auftreten kann, die sich der Eingangsspannung U_e gegenschalten könnte, ruft U_e bei Leerlauf mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Ausgangsspannung U_l hervor. Also ist

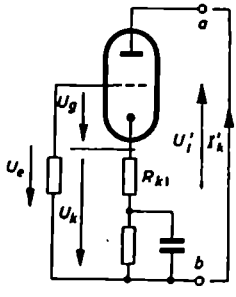


Bild 145. Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom einer Röhrenstufe mit Stromgegenkopplung

$$\mu' = \mu \qquad \text{oder} \qquad D' = D$$

und damit

$$U_l' = \mu U_e \tag{113}$$

Für den Kurzschlußstrom kann nicht einfach der Ansatz $I_k = S U_g$ gemacht werden, weil bei Kurzschluß

der Klemmen ab immer noch im Stromkreis des Anodenwechselstroms der Gegenkopplungswiderstand R_{k1} liegt. In dem Ansatz für I_k muß statt der statischen Steilheit S die dynamische Steilheit S_{dyn}, die nach Gl. (20) den Wert

$$S_{dyn} = \frac{S}{1 + S D R_{k1}}$$

hat, eingeführt werden. Damit erhält man zunächst

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} U_g \tag{114}$$

In dieser Formel wird I_k' durch die Gitterwechselspannung U_g ausgedrückt. U_g ist aber nicht direkt bekannt, weil sie sich erst als Differenz zwischen der Eingangsspannung U_e und der vom Kurzschlußstrom an R_{k1} hervorgerufenen Gegenspannung U_k ergibt. Mithin muß man schreiben

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} (U_e - U_k) = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} (U_e - R_{k1} I_k')$$

Löst man dies nach I_k' auf, so ergibt sich

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} \frac{1}{1 + \dfrac{S R_{k1}}{1 + S D R_{k1}}} U_e$$

und nach weiterer Umformung

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1} + S R_{k1}} U_e = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} U_e \tag{115}$$

Aus dieser Formel folgt einmal für die Steilheit S' als dem Verhältnis des erzeugten Kurzschlußstromes I_k' zur erzeugenden Eingangsspannung U_e

$$S' = \frac{I_k'}{U_e} = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} \approx \frac{S}{1 + S R_{k1}}$$

Zum anderen läßt sich aus der Verknüpfung von Gl. (115) mit Gl. (113) der Innenwiderstand R_i' berechnen; es ergibt sich

$$R_i' = \frac{U_i'}{I_k'} = \frac{\mu' U_e}{S' U_e} = \frac{\mu'}{S'} = \frac{\mu}{S} [1 + S R_{k1}(1 + D)] = R_i [1 + S R_{k1}(1 + D)]$$

Vernachlässigt man in dieser Formel den im allgemeinen gegen Eins kleinen Durchgriff, so erhält man die in Gl. (110) angegebene Beziehung

$$R_i' = R_i (1 + S R_{k1}) = R_i + \mu R_{k1}$$

Die Änderung, die der Innenwiderstand einer Röhrenschaltung bei Gegenkopplung erfahren kann, ist beträchtlich. Hat beispielsweise eine Röhre einen Innenwiderstand von 60 kΩ und eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 100$, so wird bei einem

nichtüberbrückten Katodenwiderstand von $R_k = 2\,\mathrm{k\Omega}$ der Innenwiderstand auf $R_i' = 60\,\mathrm{k\Omega} + 100 \cdot 2\,\mathrm{k\Omega} = 260\,\mathrm{k\Omega}$ steigen.

Jetzt kommt ein wichtiger Punkt! Man mache sich deutlich klar, daß die Gegenkopplung nicht das R_i der „Röhre", sondern das R_i der „Schaltung", das heißt den Widerstand ändert, den man von den Ausgangsklemmen (Verbraucherklemmen) aus in die Gesamtverstärkerschaltung hineinmißt. Daß das R_i der spannungsgegengekoppelten Schaltung heruntergeht, ist ein Ausdruck dafür, daß diese Schaltung das Bestreben hat, die Ausgangsspannung konstantzuhalten. Konstante Klemmenspannungen zeigen nur Schaltungen mit kleinem R_i. Jede Änderung, die die Ausgangsspannung auf Grund interner Vorgänge innerhalb des gegengekoppelten Schaltkreises erfährt, wird an den Eingang zurückgemeldet und veranlaßt von dort aus eine Korrektur der in der Änderung begriffenen Ausgangsspannung in Richtung auf den alten Wert. Im Abschnitt B.III.10.c) über den 100-V-Lautsprecherausgang kommt dieser Punkt noch einmal zur Sprache.

Ähnlich ist das Größerwerden des Innenwiderstandes der stromgegengekoppelten Schaltung zu erklären. Diese Schaltung hat das Bestreben, den Ausgangsstrom konstantzuhalten. Jede Änderung, die der Strom durch sich ändernde Eigenschaften des gegengekoppelten Kreises erfährt, wird über den Spannungsfall an R_k an den Eingang zurückgemeldet und veranlaßt eine Korrektur in Richtung auf den alten Stromwert. Schaltungen mit konstantem Klemmenstrom sind immer hochohmig. Abschließend kann man sagen: Die Spannungsgegenkopplung sucht die Ausgangsspannung konstantzuhalten; sie wirkt so, daß die Ausgangsschaltung niederohmig wird. Die Stromgegenkopplung sucht den Ausgangsstrom konstantzuhalten; sie wirkt so, daß die Ausgangsschaltung hochohmig wird.

Daraus, daß sich bei Gegenkopplung das R_i der „Röhre" nicht ändert, folgt, daß an dem optimalen Anpassungsverhältnis zwischen Innenwiderstand und Außenwiderstand der Röhre nichts geändert wird. So verlangt beispielsweise die Endpentode EL 41, einerlei ob sie spannungsgegengekoppelt ist oder nicht, als optimalen Belastungswiderstand den Wert 7 kΩ. Die Konstanz des optimalen Abschlußwertes erklärt sich daraus, daß die Röhre selbst, ob mit oder ohne Gegenkopplung, immer auf der gleichen Arbeitskennlinie und Widerstandsgeraden ausgesteuert werden muß, wenn der Klirrfaktor k_2 verschwinden soll. Die Röhre selbst „weiß" gewissermaßen nichts davon, daß sie gegengekoppelt ist und ein Teil ihrer Ausgangsspannung zurückgekoppelt wird und sich der ursprünglichen Eingangsspannung überlagert. Sie muß in allen Fällen auf den gleichen Abschlußwiderstand arbeiten, wenn ihre abgegebene Leistung minimal verzerrt sein soll. Damit gilt

$$R_{a\,\mathrm{opt}}' = R_{a\,\mathrm{opt}}$$

Anders ist es, wie auch *Beispiel 26* zeigen wird, mit den Anforderungen an die Querinduktivität des Ausgangsübertragers. Hier kommt es nicht auf das R_i der „Röhre", sondern auf das R_i' der speisenden „Schaltung" an. Das kleine R_i' der gegengekoppelten Schaltung bedingt, daß bei Spannungsgegenkopplung die Querinduktivität beträchtlich verkleinert werden kann, ohne daß der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen darunter leidet.

Die Gegenkopplung wird hauptsächlich bei Endpentoden angewendet, weil Pentoden zur vollen Aussteuerung geringere Gitterwechselspannungen als Trioden verlangen und daher bei ihnen der zusätzliche Bedarf an Eingangsspannung leichter zu beschaffen ist. Muß beispielsweise bei einem gewünschten Gegenkopplungsgrad von 3 die Eingangsspannung des Verstärkers um den Faktor 3 erhöht werden, damit die resultierende Gitterwechselspannung wieder auf ihren alten Sollwert für maximale Aussteuerung kommt, so bedeutet dies für die Endpentode EL 41 eine Bereitstellung von $3 \cdot 3{,}8\ \mathrm{V} = 11{,}4\ \mathrm{V}$ für etwa 4 W Ausgangsleistung. Dem stehen bei einer leistungsmäßig gleichwertigen Triode (AD 1) etwa $3 \cdot 30\ \mathrm{V} = 90\ \mathrm{V}$ gegenüber. Es ist verständlich, daß in den Vorstufen 11,4 V leichter als 90 V verzerrungsfrei erzeugt werden können.

Bei Endpentoden wird hauptsächlich die Spannungsgegenkopplung angewendet, weil sie den Innenwiderstand der Schaltung herabsetzt und dadurch die Pentode schaltungsmäßig an die Triode angleicht. Die erforderliche Primärinduktivität des Ausgangsübertragers wird dadurch wesentlich kleiner, so daß man unter Umständen mit einem kleineren Blechkerntyp auskommt.

In den Vorverstärkerstufen wählt man wegen der Einfachheit der Schaltung vorwiegend die Stromgegenkopplung, und zwar auch bei Pentoden.

c) Eingangswiderstand gegengekoppelter Schaltungen

α) Eingangswiderstand bei Spannungsgegenkopplung

Für manche Probleme, zum Beispiel die Berechnung des Frequenzganges mehrstufiger Verstärker, ist es wichtig, den Eingangswiderstand einer gegengekoppelten Schaltung zu kennen. Die Untersuchung dieser Frage für eine Schaltung mit Spannungsgegenkopplung erfolgt an Hand der *Bilder 146* (*a* bis *d*). Ohne Gegenkopplung ergibt sich nach *Bild 146* (*a*) oder seiner Ersatzschaltung im *Bild 146* (*b*) für den Eingangswiderstand an den Klemmen *ge* ein Wert von

$$R_e = \frac{U_{g2}}{I_1} = R'_g$$

Der Spannungsgegenkopplung liegt das *Bild 146* (*c*) mit der Ersatzschaltung im *Bild 146* (*d*) zugrunde. Es soll angenommen werden, daß durch Erhöhen der Gitterwechselspannung der ersten Röhre von U_{g1} auf U'_{g1} die resultierende Wechselspannung U'_{g2} am Gitter der zweiten Röhre den alten Wert U_{g2} beibehalten hat, daß also $U'_{g2} = U_{g2}$ ist. Da sich bei Gegenkopplung die Verstärkung v_2 der „Röhre" nicht ändert, behält auch die Anodenspannung U'_{a2} ihren alten Wert $U_{a2} = v_2 U_{g2}$ bei. Wenn es jetzt gelingt, den Urstrom I'_1 zu errechnen, der unter Berücksichtigung der Gegenkopplung an R'_g den alten Wert der Spannung U_{g2} aufbaut, dann stellt der Quotient aus U'_{g2} und I'_1 den gesuchten Eingangswiderstand R'_g dar.

Über R'_g fließen nach *Bild 146* (*d*) in entgegengesetzten Richtungen I'_1 und der Gegenkopplungsstrom I_{aK}. Für die Spannung an R'_g ist die Differenz $I'_1 - I_{aK}$ dieser beiden Ströme maßgebend. Hierbei wird allerdings der Strom vernachlässigt,

der sich im Knotenpunkt g vom Urstrom I_1' abzweigt und über R_{ag} und R_i gegen die Gegenspannung U_{a2} abfließt. Damit $U_{g2}' = U_{g2}$ bleibt, muß $I_1' - I_{GK}$ den alten Wert I_1 annehmen. Hieraus folgt

$$I_1' = I_1 + I_{GK}$$

Für I_1 kann man nach *Bild 146* (*b*) ansetzen

$$I_1 = \frac{U_{g2}}{R_g'}$$

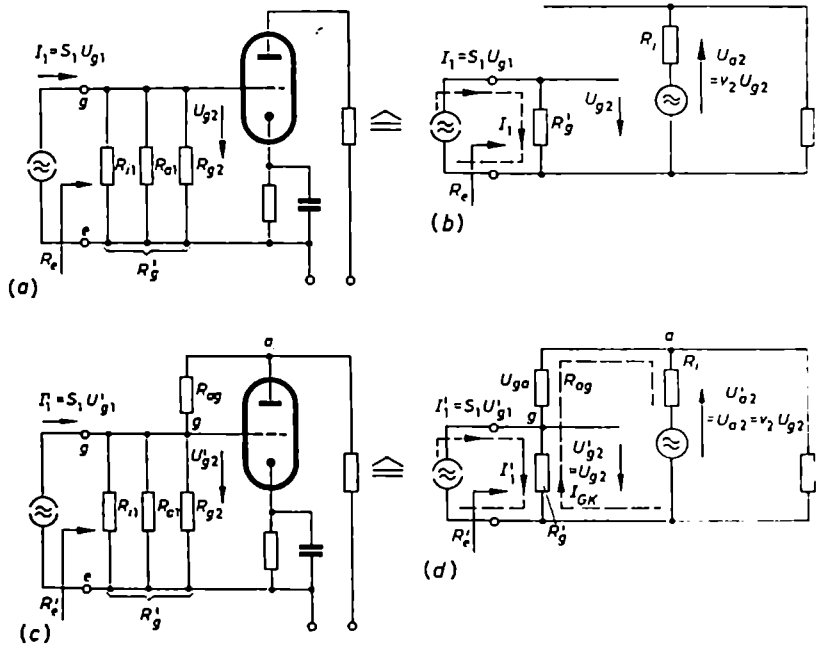


Bild 146. Zur Berechnung des Eingangswiderstandes einer Röhrenschaltung mit Spannungsgegenkopplung. (a) Schaltung ohne GK; (b) Ersatzschaltbild zu (a); (c) Schaltung mit GK; (d) Ersatzschaltbild zu (c)

I_{GK} errechnet sich nach *Bild 146* (*d*) aus dem Spannungsfall U_{ga} über R_{ag} zu

$$I_{GK} = \frac{U_{ga}}{R_{ag}} = \frac{\varphi_g - \varphi_a}{R_{ag}} = \frac{U_{g2} - U_{a2}}{R_{ag}} = \frac{U_{g2} - (-v_2 U_{g2})}{R_{ag}} = \frac{U_{g2}(1 + v_2)}{R_{ag}}$$

Damit wird

$$I_1' = I_1 + I_{GK} = U_{g2}\left(\frac{1}{R_g'} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}\right)$$

Für den wirksamen Eingangswiderstand R'_e folgt hieraus

$$R'_e = \frac{U'_{g2}}{I'_1} = \frac{U_{g2}}{U_{g2}\left(\frac{1}{R'_g} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}\right)} = \frac{1}{\frac{1}{R'_g} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}}$$

oder

$$\frac{1}{R'_e} = \frac{1}{R'_g} + \frac{1}{\frac{R_{ag}}{1 + v_2}} \tag{116}$$

Dieses Resultat besagt, daß sich bei Anwendung der Spannungsgegenkopplung - ähnlich wie bei der dynamischen Eingangskapazität einer Röhre – dem Widerstand R'_g ein Widerstand $R_{ag}/(1 + v_2)$ parallelschaltet. Dadurch wird der resultierend wirksame Eingangswiderstand erniedrigt, und zwar um so mehr, je kleiner R_{ag} und je größer die Verstärkung v_2 ist. Gl. (116) läßt sich noch etwas umformen. Dabei ergibt sich zunächst

$$R'_e = \frac{R'_g}{(1 + v_2)\frac{R'_g}{R_{ag}} + 1}$$

Wie sich aus Gl. (105) ableiten läßt, ist $\frac{R'_g}{R_{ag}} = \frac{K}{1 - K} \approx K$
Damit wird

$$R'_e \approx \frac{R'_g}{(1 + v_2)K + 1}$$

oder, wenn man in der Klammer die Zahl 1 gegen den meistens sehr großen Wert von v_2 vernachlässigt,

$$R'_e \approx \frac{R'_g}{1 + v_2 K}$$ Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 146(c)* (117)

Die Formel besagt, daß der Widerstand, den die erste Röhre bei Spannungsgegenkopplung in der zweiten Röhrenstufe zu speisen hat, gegenüber fehlender Gegenkopplung um den gleichen Faktor $1 + v_2 K$ wie die Verstärkung v_2 kleiner wird. Dies ist bei der Ermittlung der Verstärkung $v_1 = S R'_e$ der ersten Stufe und ihrer oberen Grenzfrequenz $\omega_o = 1/C_g R'_e$ (Gl. 75) zu beachten. Nach dieser Darstellung beruht der Verstärkungsverlust bei Gegenkopplung nicht auf einem Rückgang der Verstärkung in der gegengekoppelten zweiten Röhrenstufe, sondern auf einem Rückgang der Verstärkung in der ersten Röhrenstufe. Wie eine nochmalige Durchsicht der letzten Ableitungen zeigt, wird in diesem Abschnitt angenommen, daß das Steuergitter der zweiten Röhre mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Aussteuerung erfährt. Daraufhin gibt diese Röhre immer die gleiche Ausgangsspannung ab, so daß sie mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Verstärkung $v_2 = v_2$ zeigt. Der Verstärkungsrückgang kommt hier in der ersten Röhrenstufe zustande, und zwar dadurch, daß die erste Röhre auf einen resultierenden Belastungswider-

stand $R_{g\,ges}$ arbeitet, der durch den Rückgang des Eingangswiderstandes R_e' der zweiten Stufe um den Faktor $1 + v_2 K$ kleiner als das ursprüngliche R_g' ist. Für v_1 muß man nach Gl. (70) ansetzen

$$v_1' = S R_{g\,ges}' = S R_e' = S \frac{R_g'}{1 + v_2 K} = \frac{v_1}{1 + v_2 K}$$

Im Endergebnis kommt, wie man die Gegenkopplung auch behandeln und darstellen mag, immer das gleiche heraus. Die Gesamtverstärkung v_{ges} geht bei Gegenkopplung entweder zurück auf den Wert

$$v_{ges}' = v_1 v_2' = v_1 \frac{v_2}{1 + v_2 K}$$

oder auf den Wert

$$v_{ges}' = v_1' v_2 = \frac{v_1}{1 + v_2 K} v_2$$

Beide Ansätze liefern das gleiche, nämlich

$$v_{ges}' = \frac{v_1 v_2}{1 + v_2 K}$$

β) Eingangswiderstand bei Stromgegenkopplung

Die Schaltung nach *Bild 147 (a)* hat den gleichen Eingangswiderstand wie ohne Gegenkopplung, da die Signalquelle, ob mit oder ohne Gegenkopplung, immer den gleichen Belastungswiderstand, nämlich R_g, vorfindet; es ist

$$R_e' = R_e = R_g \qquad \text{Eingangswiderstand der Schaltung nach } \textit{Bild 147 (a)}$$

Anders verhält sich die Gegenkopplungsschaltung nach *Bild 147 (b)*. Ohne Gegenkopplung, etwa bei kapazitiver Überbrückung von R_{GK}, ist

$$U_e = U_g$$

und

$$I_e = \frac{U_e}{R_g} = \frac{U_g}{R_g}$$

oder

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = R_g$$

Bei Einführung der Gegenkopplung wird die Eingangsspannung U_e auf U_e' erhöht, und zwar so weit, daß die resultierende Gitterspannung U_g' wieder den alten Wert U_g annimmt. Dann ist

$$U_g' = U_g$$

und damit

$$I_e' = \frac{U_g'}{R_g} = I_e = \frac{U_g}{R_g}$$

Die Gegenkopplungsspannung hat den Wert

$$U_{GK} = R_{GK}(I_e - I_a) = R_{GK}\left(I_e + \frac{v\,U_g}{R_a}\right) = R_{GK}\,I_e + v\,\frac{R_{GK}}{R_a}\,U_g$$

Damit wird

$$\begin{aligned} U'_e &= U_g + U_{GK} \\ &= U_g + R_{GK}\,I_e + v\,K\,U_g \\ &= U_g(1 + v\,K) + R_{GK}\,I_e \\ &= U_g(1 + v\,K) + R_{GK}\,\frac{U_g}{R_g} \\ &= U_g\left(1 + v\,K + \frac{R_{GK}}{R_g}\right) \end{aligned}$$

Hieraus ergibt sich für den Eingangswiderstand

$$R'_e = \frac{U'_e}{I'_e} = \frac{U_g}{I_e}\left(1 + v\,K + \frac{R_{GK}}{R_g}\right) = R_g\left(1 + v\,K + \frac{R_{GK}}{R_g}\right)$$

oder

$$R'_e = R_g(1 + v\,K) + R_{GK}$$

Da R_{GK} im allgemeinen klein gegen $R_g(1 + vK)$ ist, kann man sagen

$$R'_e \approx R_g(1 + v\,K) \tag{118}$$

Man erkennt, daß sich der Eingangswiderstand in der Schaltung nach *Bild 147 (b)* um etwa den gleichen Faktor erhöht, um den die Verstärkung dieser Schaltung zurückgeht. Wenn man Gl. (103) nach v auflöst, dann kann für Gl. (118) geschrieben werden

$$R'_e \approx \frac{R_g}{1 - v'\,K} \qquad \text{Eingangswiderstand der Schaltung nach } \textit{Bild 147 (b)} \tag{119}$$

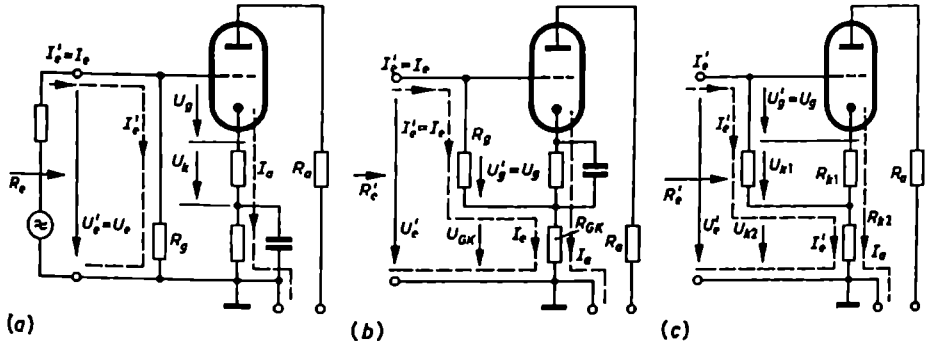


Bild 147 (a bis c). Zur Berechnung des Eingangswiderstandes verschiedener Schaltungen mit Stromgegenkopplung

Hat die Gegenkopplungsschaltung ein Aussehen nach *Bild 147* (c), so ergibt sich aus dem Ansatz

$$\begin{aligned} U_e' &= U_g + U_{k1} + U_{k2} \\ &= U_g + R_{k1} I_a + R_{k2}(I_a + I_e') \\ &= U_g + R_{k1} \frac{v U_g}{R_a} + R_{k2} \frac{v U_g}{R_a} + R_{k2} I_e' \\ &= U_g \left[1 + \frac{v}{R_a} (R_{k1} + R_{k2}) \right] + R_{k2} I_e' \end{aligned}$$

und aus dem Ansatz

$$I_e' = \frac{U_g + U_{k1}}{R_g} = \frac{U_g}{R_g} \left(1 + \frac{R_{k1}}{R_a} v \right)$$

für den Eingangswiderstand ein Wert von

$$R_e' = \frac{U_e'}{I_e'} = R_g \frac{1 + \frac{v}{R_a} (R_{k1} + R_{k2})}{1 + \frac{R_{k1}}{R_a} v} + R_{k2}$$

oder von

$$R_e' = R_g \left(1 + \frac{v R_{k2}}{R_a + v R_{k1}} \right) + R_{k2}$$

Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 147* (c)

γ) Eingangswiderstand bei kombinierter Strom/Spannungs-Gegenkopplung

Der Berechnung des Eingangswiderstandes einer kombinierten Gegenkopplungsschaltung wird das *Bild 148* zugrunde gelegt. Unter der Annahme, daß die Aus-

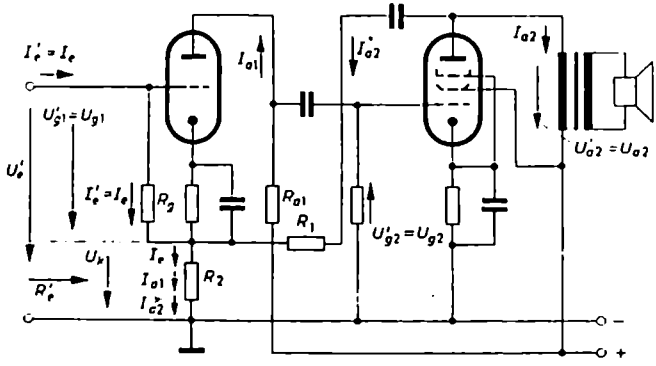


Bild 148. Zur Berechnung des Eingangswiderstandes einer Schaltung mit kombinierter Strom- und Spannungsgegenkopplung

gangsspannung U'_{a2} mit Gegenkopplung genauso groß wie ohne Gegenkopplung ist, also gleich U_{a2}, muß auch $U'_{g2} = U_{g2}$ und $U'_{g1} = U_{g1}$ sein. Dann ist aber auch $I'_e = I_e$, weil $I'_e = \frac{U'_{g1}}{R_g} = \frac{U_{g1}}{R_g} = I_e$

Für U'_e läßt sich folgender Ansatz machen:

$$U'_e = U_{g1} + U_k = U_{g1} + R_2(I_e + I_{a1} + I^*_{a2})$$

Da R_2 meistens sehr klein gegenüber den Anodenwiderständen und dem Vorwiderstand R_1 ist, können die Röhrenschaltungen als hochohmig angesehen werden. Sie liefern dann durch R_2 einen Strom, der unabhängig von der Spannung ist, die die anderen Ströme an R_2 aufbauen. Also kann man schreiben

$$\begin{aligned} U'_e &= U_{g1} + R_2\left(I_e + \frac{v_1 U_{g1}}{R_{a1}} + \frac{v_1 v_2 U_{g1}}{R_1 + R_2}\right) \\ &= U_{g1}\left(1 + v_1\frac{R_2}{R_{a1}} + \frac{v_1 v_2 R_2}{R_1 + R_2}\right) + R_2 I_e \\ &= U_{g1}\left[1 + v_1 v_2\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{v_2 R_{a1}}\right) + \frac{R_2}{R_g}\right] \end{aligned}$$

Damit wird dann

$$R'_e = \frac{U'_e}{I'_e} = R_g\left[1 + v_1 v_2\frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{v_2 R_{a1}}\right)\right] + R_2$$

Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 148*

f) Linearisierung des Frequenzganges durch frequenzunabhängige Gegenkopplung

Außer der entzerrenden Wirkung hat die Gegenkopplung die sehr vorteilhafte Eigenschaft, den Frequenzgang der gegengekoppelten Schaltung einzuebnen. Wenn eine Röhrenstufe ohne Gegenkopplung wegen der Blindwiderstände nicht alle Frequenzen gleichmäßig gut überträgt, dann besagt dies, daß die Verstärkung v für die einzelnen Frequenzgebiete verschieden groß ist. Rüstet man die gleiche Röhrenstufe mit einer Gegenkopplung aus, so wird der Gegenkopplungsgrad $1 + vK$ für die einzelnen Frequenzgebiete ebenfalls verschieden groß sein. Die Frequenzen, die ohne Gegenkopplung die größte Verstärkung haben, werden wegen des großen vK-Wertes im Nenner von v' die stärkste Gegenkopplung und damit die größte Verstärkungsminderung erfahren. Die Frequenzen in der Nähe der Grenzfrequenz werden wegen ihrer um $\sqrt{2}$ kleineren Verstärkung weniger stark gegengekoppelt und daher in ihrer Verstärkung weniger stark herabgesetzt.

Bei starker Auslegung der Gegenkopplung läßt sich – allerdings unter entsprechend großen Verstärkungsverlusten – der Frequenzgang einer Schaltung fast völlig ein-

ebnen und hierdurch indirekt ihr Übertragungsbereich erweitern. *Bild 149* zeigt in der oberen Kurve den Verlauf der Ausgangsspannung einer Schaltung ohne Gegenkopplung. Die Verstärkung möge in der Mitte des Übertragungsbereiches beispielsweise $v_m = 60$ sein; dann ist sie an den Grenzen dem Betrag nach $v_u = v_o = 60/\sqrt{2} = 42{,}4$. Bei einem für alle Frequenzen gleich großen Gegenkopplungsfaktor von zum Beispiel $K = 0{,}05$ wird der Gegenkopplungsgrad in der Bandmitte $1 + v_m K = 1 + 60 \cdot 0{,}05 = 4$ und an den Grenzen $1 + v_u K = 1 + 42{,}4 \cdot 0{,}05 = 3{,}12$.

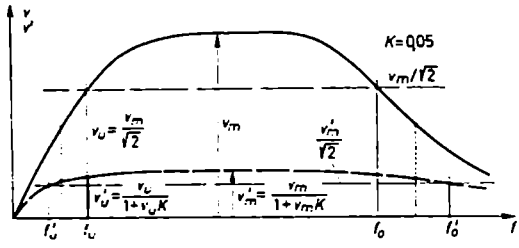


Bild 149. Linearisierung des Frequenzgangs durch Gegenkopplung

Dementsprechend ist die Verstärkung v' mit Gegenkopplung in der Bandmitte $v_m' = v/4 = 15$ und an den Grenzen, wenn man dort in erster Näherung die Phasenverhältnisse außer acht läßt, $v_u' = v_o \approx v_u/3{,}12 = 13{,}6$. Konstruiert man mit diesen Werten und in ähnlicher Weise an weiteren Zwischenpunkten den Kurvenverlauf von v', so erhält man die untere, gestrichelte Kurve. Sie verläuft in wesentlich niedrigerer Höhe, dafür aber auch merklich flacher. Die Grenzfrequenzen f_u' und f_o' der gegengekoppelten Schaltung liegen jetzt nicht mehr bei den alten f_u- und f_o-Werten, sondern weiter außen dort, wo $v_u' = v_o' = v_m'/\sqrt{2} = 15/\sqrt{2} = 10{,}6$ ist.

Beachtenswert ist, daß diese Linearisierung des Frequenzganges mit Hilfe einer aus rein reellen Widerständen bestehenden und somit an sich frequenzunabhängigen Gegenkopplungsschaltung erwirkt wird. Fernerhin beachte man, daß sich die Einebnung immer nur auf die Frequenzgangverzerrungen bezieht, die innerhalb der gegengekoppelten Schaltung auftreten. Alle Verzerrungen, die sich in den der gekoppelten Stufe vorgeschalteten oder eventuell auch nachgeschalteten Kreisen einschleichen – seien es nun lineare oder nichtlineare Verzerrungen –, werden nicht entzerrt.

Bei genauer Überlegung findet man zum Beispiel heraus, daß in der Gegenkopplungsschaltung vom *Bild 140* wohl der Tiefenverlust wegen zu kleiner Übertragerinduktivität L_1 ausgeglichen wird, nicht aber der Verlust an Höhen durch die Streuinduktivität σL_1. Dies liegt daran, daß ein zu kleiner Querwiderstand ωL_1 die Primärspannung U_a, von der die Gegenkopplung ja ausgeht, beeinflußt, nicht aber der Höhenverlust. Er macht sich nicht in der Primärspannung U_a, sondern erst in der Ausgangsspannung bemerkbar. Soll auch der Höhenabfall durch Gegenkopplung gemildert werden, so muß die gegenzukoppelnde Spannung, wie im *Bild 143* auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers, an einer Spannungsteilerschaltung abgegriffen werden.

Ähnliches gilt für den Einfluß des Koppelkondensators C_K in den *Bildern 140* (*a* und *b*) auf den Frequenzgang. Bei Anschluß des Gegenkopplungswiderstandes an die Anode der Vorröhre – R_{a_1} im *Bild 140* (*b*) – liegt der Koppelkondensator C_K mit im Gegenkopplungskreis, so daß sein ungünstiger Einfluß auf die Übertragung tiefer Frequenzen zu einem großen Teil aufgehoben wird. Dies ist nicht der Fall, wenn der Widerstand R_{a_2} wie im *Bild 140* (*a*) direkt an das Gitter angeschlossen wird. Im Gegenteil, dadurch, daß bei tiefen Frequenzen der resultierende Gitterwiderstand R_g' durch Ausschaltung der erst über C_K parallelliegenden Widerstände R_i und R_a größer wird, erhöht sich die Gegenkopplung für die tiefen Frequenzen; dadurch geht die Verstärkung für sie stark zurück, so daß sich die untere Grenzfrequenz merklich nach höheren Werten verschiebt.

In ganz ähnlicher Weise wie der Frequenzgang einer Schaltung durch Anwendung der Gegenkopplung linearisiert wird, läßt sich ein Verstärker mit Hilfe der Gegenkopplung auch hinsichtlich des Einflusses von Netzspannungsschwankungen, Röhrenalterungen und Belastungsänderungen stabilisieren. Geht beispielsweise die Verstärkung durch einen dieser Punkte zurück, so geht auch sofort der Grad der Gegenkopplung, nämlich der Ausdruck $1 + vK$, zurück und hebt die Verstärkung v' in Richtung auf den alten v-Wert wieder etwas an.

g) Frequenzabhängige Gegenkopplung

Da in fast allen Gegenkopplungsschaltungen Blindwiderstände, vorwiegend Kondensatoren, vorhanden sind oder leicht eingebaut werden können, kann durch günstige Bemessung dieser Blindwiderstände der Gegenkopplungsfaktor und Gegenkopplungsgrad frequenzabhängig gestaltet und hierdurch dem Frequenzgang der Schaltung praktisch jede gewünschte Form erteilt werden. So kann zum Beispiel dadurch, daß man den im *Bild 140* (*a* oder *b*) eingezeichneten, ursprünglich nur zur Trennung der verschiedenen Gleichstromkreise dienenden Kondensator C mit Absicht verhältnismäßig klein wählt, eine wirksame Tiefenanhebung erreicht werden. Bei genügend kleinem C wird die Gegenkopplung nach tiefen Frequenzen zu immer schwächer, weil von der Anodenwechselspannung ein stetig zunehmender Teil über dem Kondensator hängenbleibt und immer weniger Spannung als Gegenspannung an R_g' und das Gitter gelangt. Bei hohen Frequenzen kommt die Gegenkopplung dagegen voll zur Wirkung, weil sich der Kondensator hier nicht mehr an der Spannungsteilung beteiligt. Die hohen Frequenzen erfahren hierdurch eine starke Gegenkopplung und damit einen größeren Verstärkungsrückgang als die tiefen. Im gleichen Sinn wirken sich Kondensatoren aus, die man parallel zu R_{a_2} oder einen Teil davon schaltet.

Die Gegenkopplung gestattet es, wenn man sie frequenzabhängig gestaltet, den Frequenzgang des Verstärkers dem der Signalquelle (Schallplatte, Mikrofon, Tonband) anzupassen und Benachteiligungen, die hier irgendwelche Frequenzgebiete erfahren haben, wiederauszugleichen. Außerdem kann sie zur Klangregelung herangezogen werden. In den *Bildern 150* (*a* bis *c*) sind einige Schaltmöglichkeiten zur Höhen- beziehungsweise Tiefenanhebung wiedergegeben. Die Wirkungsweise der

einzelnen Schaltungen wird verständlich, wenn man sich klarmacht, daß man zur Höhenanhebung die Gegenkopplung für die hohen Frequenzen herabsetzen muß. Dies kann beispielsweise im *Bild 150* (*a*) durch kapazitives Überbrücken der Widerstände $R_{a\,g}$ und R_g mit C_h geschehen. Eine Tiefenanhebung erfolgt, wenn, wie im *Bild 150* (*b*), die Gegenkopplung für die Tiefen durch einen Längskondensator C_l herabgesetzt wird oder wenn, wie im *Bild 150* (*c*), die hohen Frequenzen durch einen Parallelkondensator C_p zu R_1 stärker als die tiefen gegengekoppelt werden.

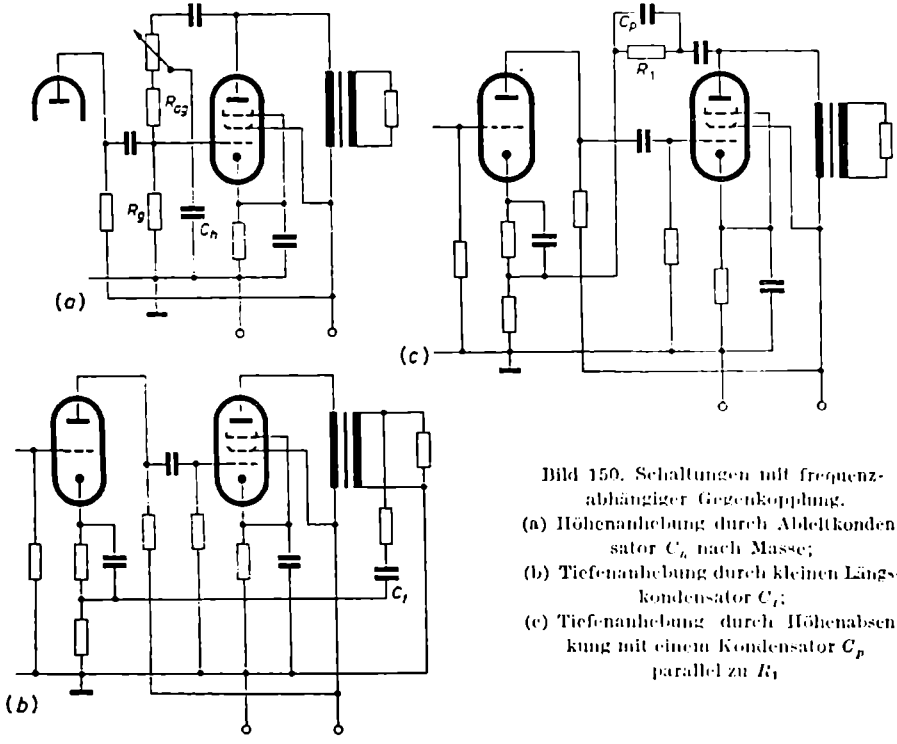


Bild 150. Schaltungen mit frequenzabhängiger Gegenkopplung.
(a) Höhenanhebung durch Abteltkondensator C_h nach Masse;
(b) Tiefenanhebung durch kleinen Längskondensator C_l;
(c) Tiefenanhebung durch Höhenabsenkung mit einem Kondensator C_p parallel zu R_1

h) Grenzen der Gegenkopplung

Bislang ist stillschweigend angenommen worden, daß die über ohmsche Widerstände zurückgekoppelte Spannung um genau 180° phasenverschoben zur Eingangsspannung ist und damit eine echte Gegenkopplung stattfindet. Dies ist mit Sicherheit nicht mehr an den Grenzen des Übertragungsbereiches der Fall. Hier treten zwischen der Ein- und Ausgangsspannung und damit auch zwischen der Eingangs- und Gegenkopplungsspannung bereits zusätzliche Phasenverschiebungen von 45° auf, die sich außerhalb des Übertragungsbereiches weiter erhöhen können, vor allem dann, wenn im Verstärkungs- oder Rückkopplungsweg mehrere phasendrehende Schaltglieder (Koppelkondensatoren, Katodenkondensatoren, Über-

trägerinduktivitäten, Schwingkreise, Streuresonanzen) liegen. Sobald die rückgekoppelte Spannung auf diese Weise der Eingangsspannung gegenüber nicht mehr um im ganzen 180°, sondern um 360° oder 0° phasenverschoben ist, findet eine positive Rückkopplung oder Mitkopplung statt. Sie bewirkt, daß der Verstärker zur Selbsterregung neigt, und zwar auf einer Frequenz, für die die Phase 360° oder 0° ist. Wenn es hierbei auch nicht in allen Fällen gleich zu einer tatsächlichen Schwingungserzeugung kommt, dann liegt dies daran, daß die kritische Frequenz meistens weit außerhalb des Übertragungsbereiches dort liegt, wo die Verstärkung minimal klein ist und aus diesem Grunde keine Schwingungsanfachung stattfinden kann. Immerhin wird ein solcher Verstärker aber dazu neigen, bei der Übertragung von Schaltstößen, also beispielsweise von Rechteckspannungen, mehr oder weniger schnell abklingende Ein- und Ausschwingvorgänge auf dieser Frequenz auszuführen.

Die Schwingneigung ist um so größer, je stärker die Rückkopplung ist. Maßgebend ist für sie der Ausdruck $1 + vK$, der jetzt besser $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ geschrieben wird. Er kennzeichnet das Verhältnis $\mathfrak{v}/\mathfrak{v}'$. Solange $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ dem Betrag nach größer als Eins ist, herrscht Gegenkopplung. Wird $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ aber kleiner als Eins, das heißt $\mathfrak{v}\mathfrak{K}$ negativ, so liegt eine Mitkopplung vor. Je kleiner im Mitkopplungsbereich $|\mathfrak{v}|$ ist, desto größer kann an sich $|\mathfrak{K}|$ sein, ehe es zur wirklichen Schwingungserregung kommt. Je größer $|\mathfrak{v}|$ ist, desto kritischer wird $|\mathfrak{K}|$. Um der Gefahr von Eigenschwingungen wirkungsvoll zu begegnen, soll man daher den Gegenkopplungsfaktor in den einzelnen Schaltungen nicht zu groß wählen.

Enthält ein Verstärker nur je ein kritisches Kopplungsglied für die tiefen und hohen Frequenzen, so kann die Phasendrehung höchstens einen Wert von 90° erreichen. Dabei ist dann aber nach *Bild 117* oder *118* die Verstärkung bereits Null, so daß eine solche Schaltung stets stabil arbeitet und beliebig stark gegengekoppelt werden kann. Auch bei zwei kritischen Stellen ist dies noch der Fall. Die Phasenverschiebung erreicht hierbei zwar den Wert 180°, so daß sie mit dem 180°-Phasensprung der Röhre im ganzen auf 360° wächst. Sie tut dies aber erst bei Frequenzen, für die die Verstärkung praktisch auf Null gesunken ist. Kritisch werden die Verhältnisse, wenn der Verstärker drei und mehr Stellen mit Blindwiderständen hat. Hier kann ohne weiteres eine Phasendrehung von im ganzen 360° zustande kommen und gleichzeitig die Verstärkung einen solchen Wert haben, daß – wenn die Gegenkopplung nicht sehr vorsichtig dimensioniert ist – die Schaltung sich selbst erregt. Da ein Verstärker mit mehr als zwei Röhren immer eine größere Anzahl kritischer Schaltstellen aufweist, geht man bei mehrstufigen Verstärkern ungern daran, den Gegenkopplungsgrad $1 + vK$ größer als 20…30 zu wählen und gleichzeitig die Gegenkopplung über mehr als zwei Stufen hinweg wirken zu lassen [8; 9; 12].

Beispiel 23

Gegeben ist im *Bild 151* die Schaltung eines kleinen Verstärkers mit der Doppeltriode ECC 83. Laut Röhrentabelle hat bei den eingetragenen Werten der Widerstände und Kondensatoren sowie einer Speisespannung von $U_B = 250$ V das erste Röhrensystem

eine Verstärkung von $v_1 = 66{,}5$ und das zweite eine Verstärkung von $v_2 = 37{,}5$. Die Röhrensysteme führen einen Anodenruhestrom von $I_{a1} = 0{,}18$ mA beziehungsweise $I_{a2} = 1{,}18$ mA. Infolge mangelhafter Lötung möge sich der 100-µF-Katodenkondensator des ersten Systems lösen, so daß mit einem Male über den 2,7-kΩ-Katodenwiderstand volle Stromgegenkopplung eintritt.

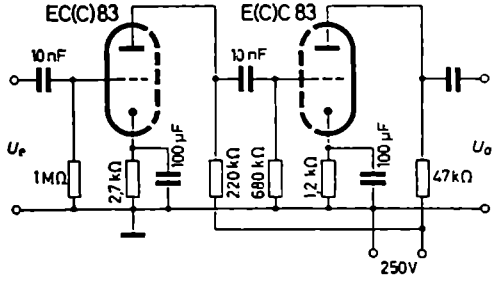


Bild 151. Schaltung zum *Beispiel 23*

Welche Eingangsspannung U_e ist im einwandfreien Zustand der Schaltung bei einer Ausgangsspannung von $U_{a2} = 23$ V erforderlich? Auf welchen Wert U_e' muß sie gesteigert werden, wenn die Ausgangsspannung im fehlerhaften Zustand die gleiche bleiben soll? Im einwandfreien Zustand wird eine Eingangsspannung benötigt von

$$U_e = \frac{U_{a2}}{v_1 v_2} = \frac{23\ \text{V}}{66{,}5 \cdot 37{,}5} = 9{,}2\ \text{mV}$$

Im fehlerhaften Zustand tritt unter Vernachlässigung des Gitterwiderstandes von 680 kΩ eine Gegenkopplung von

$$K_1 = \frac{R_{k1}}{R_{a1}} = \frac{2{,}7\ \text{k}\Omega}{220\ \text{k}\Omega} = 0{,}0123$$

ein. Dies ergibt einen Gegenkopplungsgrad von

$$1 + v_1 K = 1 + 66{,}5 \cdot 0{,}0123 = 1{,}82$$

Er hat einen Verstärkungsrückgang auf

$$v_1' = \frac{v_1}{1 + K v_1} = \frac{66{,}5}{1{,}82} = 36{,}5$$

also auf etwa die Hälfte zur Folge. Dementsprechend muß die Eingangsspannung erhöht werden auf

$$U_e' = \frac{U_{a2}}{v_1' v_2} = \frac{23\ \text{V}}{36{,}5 \cdot 37{,}5} = 16{,}8\ \text{mV}$$

Dies bedeutet logarithmisch ausgedrückt einen Spannungsmehrbedarf von

$$20 \lg \frac{16{,}8\ \text{mV}}{9{,}2\ \text{mV}} = 20 \lg 1{,}825 = 5{,}2\ \text{dB}$$

Beispiel 24

Welchen Einfluß hat der Fehler vom *Beispiel 23* auf die obere Grenzfrequenz der *RC*-Koppelschaltung zwischen den beiden Röhrensystemen der ECC 83, wenn man bedenkt, daß nach Gl. (110) eine Stromgegenkopplung den Innenwiderstand einer Röhrenschaltung, im vorliegenden Fall also der ersten Stufe, erhöht und die obere Grenzfrequenz stark vom Innenwiderstand der Schaltung abhängt?

Nach *Beispiel 12* hat die fehlerfreie Verstärkerschaltung bei einem Innenwiderstand des ersten Röhrensystems von $R_i = 85\ \mathrm{k\Omega}$ beziehungsweise einem Ersatzinnenwiderstand der ersten Stufe von $R_i'' = 56{,}2\ \mathrm{k\Omega}$ sowie einer resultierenden Querkapazität von $C_q = 77{,}5\ \mathrm{pF}$ eine obere Grenzfrequenz von 36,6 kHz. Löst sich der Katodenkondensator des ersten Röhrensystems, so steigt der Innenwiderstand R_{i1}, wenn man für den Durchgriff den Tabellenwert von $D = 1\%$ übernimmt, von 85 kΩ auf den Wert

$$R'_1 = R_i(1 + S R_{k1}) = R_i + \frac{R_{k1}}{D} = 85\ \mathrm{k\Omega} + \frac{2{,}7\ \mathrm{k\Omega}}{0{,}01} = 355\ \mathrm{k\Omega}$$

Diese starke Zunahme bewirkt, daß sich das R_i'' der Ersatzschaltung ändert auf den Wert

$$\frac{1}{R_i'''} = \left(\frac{1}{355} + \frac{1}{220} + \frac{1}{680}\right)\frac{1}{\mathrm{k\Omega}} = 0{,}00883\ 1/\mathrm{k\Omega}$$

oder

$$R_i''' = 113{,}3\ \mathrm{k\Omega}$$

Hiermit wird nach Gl. (75)

$$\omega_o' = \frac{1}{C_q R_i'''} = \frac{1}{77{,}5 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F} \cdot 113{,}3 \cdot 10^3\ \Omega} = 114 \cdot 10^3\ \mathrm{s^{-1}}$$

oder

$$f_o' = 18{,}2\ \mathrm{kHz}$$

Dieses Beispiel zeigt sehr deutlich, daß selbst kleine Rückkopplungsfaktoren von $K = 1\%$ schon recht erhebliche Veränderungen in dem Gesamtverhalten einer Schaltung verursachen.

Beispiel 25

In einer Schaltung nach *Bild 143(a)* sei die Gesamtverstärkung vom Gitter der ersten Röhre bis zu den Ausgangsklemmen auf der Sekundärseite des Übertragers ohne Gegenkopplung $v = 250$. Es werde angenommen, daß am Gitter der ersten Röhre etwa das Vierfache der Spannung zur Verfügung steht, die zur vollen Aussteuerung erforderlich ist. Dieser Spannungsüberschuß gestattet die Anwendung einer wirkungsvollen Gegenkopplung. Wie ist der Spannungsteiler $R_1 R_2$ zu bemessen, wenn $R_1 + R_2 = 5000\ \Omega$ sein sollen? Auf welchen Wert wird der Klirrfaktor der beiden Röhrenstufen verbessert, wenn er ohne Gegenkopplung bei voller Aussteuerung 12% beträgt?

Bei vierfacher Spannungsreserve darf die Verstärkung bei Gegenkopplung auf $v' = v/4$ heruntergehen. Dies bedeutet, daß der Gegenkopplungsgrad $1 + vK = v/v'$ den Wert 4 annehmen darf. Hieraus folgt

$$vK = 4 - 1 = 3$$

oder

$$K = \frac{3}{v} = \frac{3}{250} = 0{,}012$$

Vernachlässigt man die verhältnismäßig schwache Stromgegenkopplung in der ersten Stufe, so hat K als Verhältnis der rückgekoppelten Spannung zur Gesamtausgangsspannung, ausgedrückt durch die entsprechenden Widerstände, den Wert

$$K = \frac{U_k}{U_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Mit $R_1 + R_2 = 5000\,\Omega$ wird

$$R_2 = (R_1 + R_2)\,K = 5000\,\Omega \cdot 0{,}012 = 60\,\Omega$$

und

$$R_1 = 4940\,\Omega \approx 5000\,\Omega$$

Der Klirrfaktor wird bei Gegenkopplung und voller Aussteuerung theoretisch reduziert auf den Wert

$$k_{gGK} \approx \frac{k_{gGK}}{1 + vK} = \frac{12\%}{4} = 3\%$$

R_2 hat mit 60 Ω nur einen kleinen Widerstandswert. Hier kann, ohne zu befürchten, daß die erste Röhre über den nichtüberbrückten Widerstand ein störendes Isolationsbrummen hervorruft, die Schaltung nach *Bild 143(a)* gewählt werden.

Beispiel 26

Im *Beispiel 20* wurde für die EL 84 ein Ausgangsübertrager berechnet. Der Verstärkerausgang arbeitete ohne Gegenkopplung und zeigte, daß bei einer erforderlichen Induktivität von 11,2 H für eine untere Grenzfrequenz von 60 Hz ein M 55-Kerntyp reichlich knapp bemessen war. Dieser Ausgangsübertrager soll jetzt neu entworfen werden, und zwar unter der Annahme, daß die EL 84 eine Spannungsgegenkopplung nach *Bild 110(a)* hat. Der Widerstand R_{ag} zwischen Anode und Gitter betrage 1,2 MΩ, der wirksame Gitterwiderstand $R'_g = 80$ kΩ. Wie sind die Hauptabmessungen des Ausgangsübertragers bei weiterhin $p = 12\%$ zulässigen Wechselspannungsverlusten und $\Delta U_{a\_} = 25$ V zulässigen Gleichspannungsverlusten, wenn die Röhre in ihrem normalen Arbeitspunkt ($U_{a\_} = 250$ V, $U_{g2\_} = 250$ V, $R_k = 135\,\Omega$, $I_{a\_} = 48$ mA, $I_{g2\_} = 5{,}5$ mA) arbeitet und dort die Daten hat: $S = 11{,}3$ mA/V, $R_i = 40$ kΩ, $R_{a\,opt} = 5{,}2$ kΩ. Der Belastungswiderstand sei $R_2 = 8\,\Omega$ reell; es soll ein Frequenzband von 60 Hz bis 12 kHz übertragen werden.

Da sich bei Gegenkopplung (nach Abschnitt d.β dieses Kapitels) an dem Wert des günstigsten Abschlußwiderstandes der Röhre nichts ändert, hat der Ausgangsübertrager mit und ohne Gegenkopplung den 8-Ω-Belastungswiderstand zusammen mit den Wicklungswiderständen auf 5,2 kΩ zu transformieren. Der Innenwiderstand der Ausgangsstufe ändert sich nach Gl. (107) auf

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + K/D} = \frac{R_i}{1 + S\,R_i\,K}$$

In dieser Formel wird der Gegenkopplungsfaktor K gebraucht; er hat nach Gl. (105) den Wert

$$K = \frac{R'_g}{R_{ag} + R'_g} = \frac{80\text{ k}\Omega}{(1200 + 80)\text{ k}\Omega} = 0{,}0025$$

Hiermit wird

$$R'_i = \frac{40\text{ k}\Omega}{1 + 11{,}3 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V} \cdot 40 \cdot 10^3\,\Omega \cdot 0{,}0025} = \frac{40}{1 + 28{,}3} \approx 1{,}37\text{ k}\Omega$$

Aus dem *Beispiel 20* kann übernommen werden, daß der Wicklungswiderstand aus Gleichspannungsgründen maximal etwa $R_{w1} = 520\,\Omega$ betragen darf (wechselspannungsmäßig würden 624 Ω gestattet sein) und das Übersetzungsverhältnis den Wert $\ddot{u} = 22{,}6$ erhalten muß. Die Anforderungen an die Querinduktivität L_1 werden jetzt geringer, da die Speiseseite bei Gegenkopplung niederohmiger wird. Unter Berücksichtigung des neuen Innenwiderstandes R_i' und der alten Wicklungswiderstände braucht L_1 statt 11,2 H nach Gl. (95) und (97) nur noch einen Wert zu haben von

$$L_{1\,erf} = \frac{(R_i' + R_{w1})\ (\ddot{u}^2 R_2 + \ddot{u}^2 R_{w2})}{\omega_u} = \frac{(1370 + 520)\,\Omega \cdot (4160 + 520)\,\Omega}{2\pi \cdot 60\,s^{-1}} = 3{,}56\,H$$

Der Korntyp wird bestimmt aus

$$\frac{A_R}{A_L} \leq \frac{R_{w1\,zul}}{2\,L_{1\,erf}} = \frac{520\,\Omega}{2 \cdot 3{,}56\,H} \approx 73{,}2\,\frac{\Omega}{H}$$

Dieser Formel nach genügt ein M 42-Kern mit Luftspalt, denn für ihn wird $A_R/A_L = 15/0{,}4\,\Omega/H = 37{,}5\,\Omega/H$ und damit, wie gefordert, kleiner als 73,2. Es wird sich aber zeigen, daß der M 42-Kern aus Erwärmungsgründen zu klein ist. Die A_R/A_L-Formel berücksichtigt eben nur die untere Grenzfrequenz ($L_{1\,erf}$) und die zulässigen Spannungsverluste ($R_{w1\,zul}$), aber nicht die zulässige Stromdichte in den Wicklungen. Damit dies deutlich erkannt wird, soll der Übertrager hier erst unter Zugrundelegung des M 42-Kerns weiterentworfen werden.

Entwurf des Übertragers

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_{1\,erf}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}56\,H}{0{,}4\,\mu H}} = 2980\ \text{Windungen}$$

$$w_2 = w_1/\ddot{u} = 2980/22{,}6 = 132\ \text{Windungen}$$

$$F_w' = F_w - 15\%\,F_w = 0{,}85\,F_w = 0{,}85 \cdot 1{,}7\,cm^2 = 1{,}44\,cm^2$$

$$F_{w1} = F_w'/2 = 0{,}72\,cm^2$$

$$F_{w2} = F_w'/2 = 0{,}72\,cm^2$$

$$w_1' = w_1/F_{w1} = 2980\ \text{Wdg.}/0{,}72\,cm^2 = 4150\ \text{Wdg.}/cm^2$$

$$\triangleq d_1 = 0{,}12\,mm \quad \text{mit} \quad q_1 = 0{,}0113\,mm^2 \quad \text{und} \quad r_1 = 1{,}58\,\Omega/m$$

$$R_{w1} = r_1\,l_w\,w_1 = 1{,}58\,\frac{\Omega}{m} \cdot 0{,}074\,m \cdot 2980 = 348\,\Omega\ (\text{zulässig } 520\,\Omega)$$

$$w_2' = w_2/F_{w2} = 132\ \text{Wdg.}/0{,}72\,cm^2 = 184\ \text{Wdg.}/cm^2$$

$$\triangleq d_2 = 0{,}7\,mm \quad \text{mit} \quad q_2 = 0{,}385\,mm^2 \quad \text{und} \quad r_2 = 0{,}0464\,\Omega/m$$

$$R_{w2} = r_2\,l_w\,w_2 = 0{,}0464\,\frac{\Omega}{m} \cdot 0{,}11\,m \cdot 132 = 0{,}673\,\Omega$$

$$\ddot{u}^2 R_{w2} = 22{,}6^2 \cdot 0{,}673\,\Omega = 343\,\Omega$$

Man erkennt, der M 42-Kern erfüllt die Bedingungen, die hinsichtlich der zulässigen Spannungsverluste in die A_R/A_L-Formel eingebaut sind. Jetzt muß die Erwärmung nachkontrolliert werden; zu diesem Zweck wird die Stromdichte in der Primärwicklung

berechnet. Nach dem früheren Beispiel fließt in der Primärwicklung ein effektiver Strom von $I_1 = 58{,}3$ mA. Bei $q_1 = 0{,}0113$ mm² ergibt dies eine Stromdichte von

$$S_1 = \frac{I_1}{q_1} = \frac{0{,}0583\ \text{A}}{0{,}0113\ \text{mm}^2} = 5{,}16\ \text{A/mm}^2$$

Dieser Wert ist zu hoch. Die Stromdichte soll bei kleinen Übertragern einen Wert von 3 A/mm² nicht übersteigen. Man kann jetzt versuchen, die Drahtstärke für die Primärwicklung auf Kosten der Sekundärwicklung, die größere Verlustwiderstände vertragen kann, zu erhöhen. Wie eine kurze Nachrechnung aber zeigt, wird dann die Stromdichte in der Sekundärwicklung zu groß. Somit bleibt nichts anderes übrig, als aus Erwärmungsgründen den nächstgrößeren Blechkern M 55 zu wählen.
An der Induktivität L_1 wird sich dabei nicht viel ändern; sie wird etwas kleiner werden können, da das Ersatz-R' wegen der geringeren Verluste kleiner wird.
Entwurfsannahme

$L_{1\,\text{erf}} \approx 3{,}5$ H; M 55-Kern mit Luftspalt

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_{1\,\text{erf}}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}5\ \text{H}}{0{,}75\ \mu\text{H}}} = 2160\ \text{Windungen}$$

$$F'_w = 0{,}85\,F_w = 0{,}85 \cdot 2{,}2\ \text{cm}^2 = 1{,}87\ \text{cm}^2$$

$$F_{w1} = F'_w/2 = 0{,}935\ \text{cm}^2$$

$$w'_1 = w_1/F_{w1} = 2160/0{,}935\ \text{cm}^2 = 2310\ \text{Wdg./cm}^2$$

$d_1 = 0{,}18$ mm CuL mit $w'_1 = 2230/\text{cm}^2$, $q_1 = 0{,}0254$ mm² und $r_1 = 0{,}703\ \Omega/\text{m}$

$$R_{w1} = r_1 l_1 w_1 = 0{,}703\ \Omega/\text{m} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 2160 = 150\ \Omega$$

$$S_1 = I_1/q_1 = 0{,}0583\ \text{A}/0{,}0254\ \text{mm}^2 = 2{,}3\ \text{A/mm}^2$$

Nimmt man an, daß der transformierte sekundäre Verlustwiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$ etwas größer als R_{w1}, vielleicht 200 Ω, wird, weil die Primärwicklung etwas mehr als die Hälfte des zur Verfügung stehenden Wickelraums verbraucht, so muß das Übersetzungsverhältnis entsprechend Gl. (92) eine Größe haben von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{a\,\text{opt}} - (R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2})}{R_2}} = \sqrt{\frac{5200\ \Omega - (150 + 200)\ \Omega}{8\ \Omega}} = 24{,}6$$

$$w_2 = w_1/\ddot{u} = 2160/24{,}6 = 88\ \text{Windungen}$$

$$F_{w2} = F'_w - F'_{w1} = 1{,}87\ \text{cm}^2 - w_1/w'_1 = 1{,}87\ \text{cm}^2 - 2160/2230\ \text{cm}^2 = 0{,}9\ \text{cm}^2$$

$$w'_2 = w_2/F_{w2} = 88/0{,}9\ \text{cm}^2 = 98\ \text{Wdg./cm}^2$$

$d_2 = 0{,}9$ mm CuL mit $q_2 = 0{,}636$ mm² und $r_2 = 0{,}0281\ \Omega/\text{m}$

$$R_{w2} = r_2 l_2 w_2 = 0{,}0281\ \Omega/\text{m} \cdot 0{,}141\ \text{m} \cdot 88 = 0{,}348\ \Omega$$

$$\ddot{u}^2 R_{w2} = 24{,}6^2 \cdot 0{,}348\ \Omega = 211\ \Omega$$

Der sekundäre transformierte Wicklungswiderstand hat also etwa den geschätzten Wert von 200 Ω. Damit stimmt auch das errechnete Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 24{,}6$. Für die Stromdichte in der Sekundärwicklung ergibt sich, wenn man für den Wechsel-

strom in der Primärwicklung aus *Beispiel 20* den Wert von $I_{a\sim} = 33$ mA übernimmt und damit für $I_{2\sim}$ den Ansatz macht.

$$I_{2\sim} = \ddot{u}\, I_{a\sim} = 24{,}6 \cdot 0{,}033\ \text{A} = 0{,}81\ \text{A}$$

$$S_2 = I_{2\sim}/q_2 = 0{,}81\ \text{A}/0{,}636\ \text{mm}^2 = 1{,}3\ \text{A/mm}^2$$

Zur Sicherheit soll noch die Anforderung an die Induktivität L_1 auf Grund der kleinen Verlustwiderstände nachgeprüft werden. Nach Gl. (95) und (97) muß sein

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{(R_i' + R_{w1})\,(\ddot{u}^2 R_2 + \ddot{u}^2 R_{w2})}{\omega_u} = \frac{(1370 + 150)\,\Omega\,(24{,}6^2 \cdot 8 + 211)\,\Omega}{2\pi\ 60\ \text{s}^{-1}} = 3{,}14\ \text{H}$$

Es ist also eine kleinere Induktivität erforderlich, als bei der Entwurfsberechnung angenommen wurde. Dies beeinträchtigt nicht die Verstärkereigenschaften, da hierdurch die untere Grenzfrequenz noch etwas tiefer geschoben wird. Im ganzen zeigt die Untersuchung, daß der M 55-Kern im Fall des gegengekoppelten Verstärkers sehr reichlich ausgelegt ist, während er im Fall des Verstärkers ohne Gegenkopplung zu knapp bemessen war. Die Gegenkopplung bringt demnach für die Dimensionierung des Ausgangsübertragers wesentliche Vorteile.

Aufgabe 37

Gegeben sei eine Schaltung nach *Bild 152*. Der Innenwiderstand der EF 86 werde zu 2 MΩ, ihre Steilheit in der Schaltung als Widerstandsverstärker zu 1,5 mA/V geschätzt.

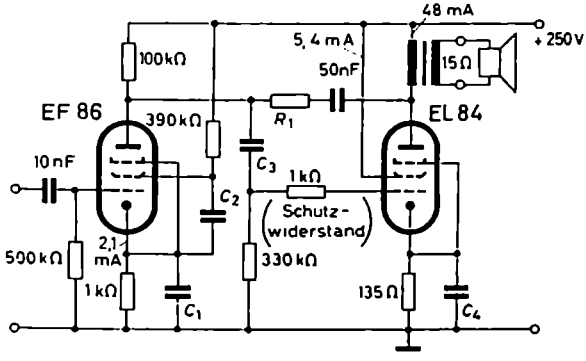


Bild 152. Schaltung zur *Aufgabe 37*

Nach den Röhrenunterlagen hat die EF 86 in der angegebenen Schaltung eine Verstärkung von $v_1 = 112$. Der Innenwiderstand der EL 84 kann zu 40 kΩ, ihre Steilheit zu 10 mA/V angesetzt werden. Die Endröhre gibt an einen optimalen Widerstand von 5,2 kΩ eine Leistung von 5 W ab, wenn sie mit 4,3 V effektiver Spannung am Gitter ausgesteuert wird. Aus diesen Angaben folgt, daß die EL 84 ohne Gegenkopplung eine Verstärkung von $v_2 = 37{,}5$ hat. Weise dies nach! Folgende Fragen sind zu beantworten:

1) Wie groß müssen die Kondensatoren C_1 bis C_4 ohne Berücksichtigung der Gegenkopplung gewählt werden, wenn der Verstärker ein Frequenzband von 50 Hz···15 kHz übertragen soll?

2) Wie groß muß der Widerstand R_1 gewählt werden, wenn die Endstufe einen Gegenkopplungsgrad von 12 dB erhalten soll?

(Antwort: $C_1 = 15\,\mu F$, $C_2 = 320$ nF, $C_3 = 7{,}5$ nF, $C_4 = 100\,\mu F$; 12 dB bedeute $20 \lg (1 + vK) = 12$ oder $vK = 3$. Aus der Leistung von 5 W an 5,2 kΩ folgt $U_{a\sim} = 161$ V und aus $U_{a\sim}/U_{g\sim}$ folgt $v = 37{,}5$. Hiermit wird $K = 0{,}08$; aus $R_g' = 74$ kΩ und K folgt $R_1 = R_{ag} = 850$ kΩ.)

Aufgabe 38

Gegeben sei eine Endpentode mit $R_i = 40$ kΩ und $S = 10$ mA/V, die auf einen Belastungswiderstand von $R_{a\,opt} = 5$ kΩ arbeitet. Sie ist mit einer Spannungsgegenkopplung von der Anode direkt zum Gitter ausgerüstet. Hierdurch geht ihre Verstärkung um den Faktor 5 gegenüber der Ausführung ohne Gegenkopplung zurück. Gesucht ist der Innenwiderstand der gegengekoppelten Schaltung.

(Antwort: Nach Gl. (39) ist $v = 44{,}4$. Mit $v/v' = 5$ wird $K = 0{,}09$. Da $\mu = 400$ ist (warum?), wird nach Gl. (107) $R' = 1{,}08$ kΩ.)

Aufgabe 39

Gegeben sei eine Triodenschaltung in verschiedener Ausführung der Stromgegenkopplung (*Bild 153*). Die Röhre hat in allen vier Schaltungen die gleiche Gittervorspannung (warum?) und den gleichen Anodenwiderstand. Folglich hat sie überall die gleiche Ver-

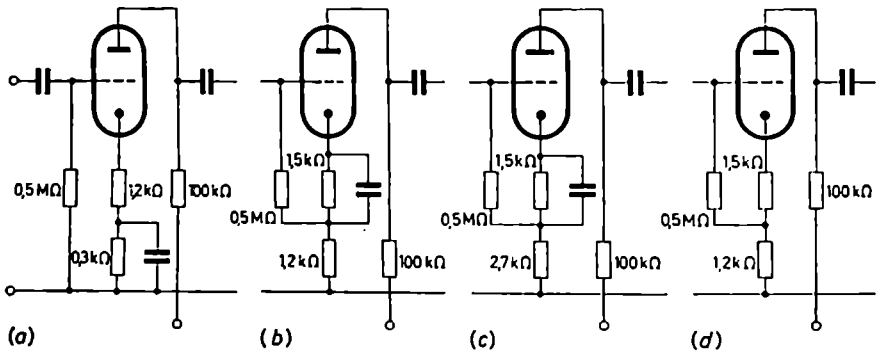


Bild 153 (a bis d). Schaltungen zur *Aufgabe 39*

stärkung v. Es sei $v = 54$. Gesucht sind die Betriebsverstärkungen v', die Eingangswiderstände R_e' und die Innenwiderstände der vier Schaltungen, wenn die Röhre ein R_i von 65 kΩ und eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 90$ hat.

(Antwort: Schaltung nach *Bild 153(a)*: $v' = 32{,}8$, $R_e' = R_g = 0{,}5$ MΩ, $R_i' = 173$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(b)*: $v' = 32{,}8$, $R_e' = 0{,}824$ MΩ, $R_i' = 173$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(c)*: $v' = 22$, $R_e' = 1{,}23$ MΩ, $R_i' = 308$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(d)*: $v' = 22$, $R_e' = 0{,}08$ MΩ, $R_i' = 308$ kΩ.)

Aufgabe 40

Gegeben sei eine Triodenschaltung mit der EC(C) 83. Der Anodenwiderstand der Triode ist 220 kΩ, ihr eigener Gitterwiderstand 1 MΩ und der Gitterwiderstand der nachfolgenden Röhre (2. System der Doppeltriode) 680 kΩ. Sie hat einen Katodenwiderstand von 2,2 kΩ zur Erzeugung der Gittervorspannung. Man kann damit rechnen, daß die Röhre in ihrem Arbeitspunkt bei $U_B = 300$ V die Kenndaten $R_i = 80$ kΩ, $S = 1{,}25$ mA/V und $\mu = 100$ hat. Durch Einführen einer Stromgegenkopplung soll die Betriebsverstärkung auf $v' = 20$ gesenkt werden. Folgende Fragen sind zu beantworten: 1) Wie groß ist v ohne Gegenkopplung? 2) Wie groß müssen der Gegenkopplungsfaktor K und der Gegenkopplungswiderstand gewählt werden? 3) Welche von den vier Schaltungen im *Bild 139* kommen für diese Aufgabe in Frage? 4) Welchen Eingangs- und Ausgangswiderstand (Innenwiderstand) nimmt die Röhrenschaltung im *Bild 139(c)* an?

(Antwort: Nach Gl. (70) ist $v = 67{,}5$; $K = 0{,}0352$, $R_{GK} = 7{,}75$ kΩ; in Frage kommen die Schaltungen nach *Bild 139(c* oder *d)*; $R_e' \approx R_g(1 + vK) = 3{,}38$ MΩ, $R_i' = R_i + \mu R_{GK} = 855$ kΩ.)

Aufgabe 41

Gegeben sei die Schaltung der beiden letzten Röhrenstufen eines 5-W-Verstärkers nach *Bild 154*. Folgende Fragen sind zu beantworten:

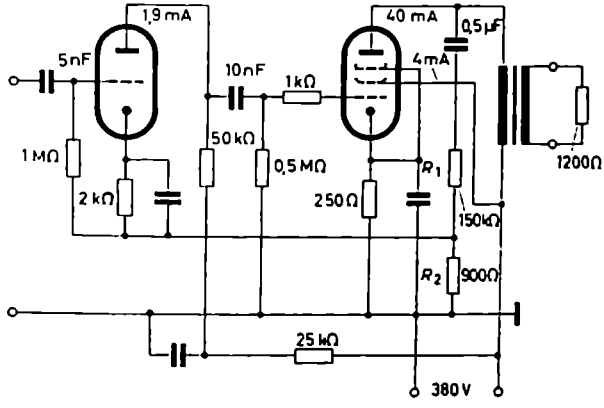


Bild 154. Schaltung zur *Aufgabe 41*

1) Was für eine Art Gegenkopplung liegt hier vor? 2) Wie groß sind die Gegenkopplungsfaktoren K_1 und K_2 der beiden Stufen? 3) Welche resultierende Verstärkung v' hat die zweistufige Schaltung, wenn man annimmt, daß ohne Gegenkopplung $v_1 = 20$ und $v_2 = 40$ ist? Die Formel

$$v' = \frac{v_1 v_2}{1 + v_1 K_1 + v_1 v_2 K_2} \tag{120}$$

für die Verstärkung v' dieser Schaltung ist zwar nicht abgeleitet, aber ihr Aufbau ist sicherlich verständlich, wenn man bedenkt, daß die erste Röhre stromgegengekoppelt ist und die Spannungsgegenkopplung mit dem Gegenkopplungsfaktor K_2 über zwei Stufen mit der resultierenden Verstärkung $v = v_1 v_2$ wirkt. 4) Welchen Innenwiderstand

R_i' hat die Schaltung, wenn man von den Primärklemmen des Ausgangsübertragers aus in die Schaltung hineinmißt? Ohne Gegenkopplung hat die Schaltung einen Innenwiderstand, der mit dem der Endröhre übereinstimmt. Er betrage $R_{i2} = 30\,\text{k}\Omega$. Bei der Beantwortung der Frage muß man sich klarmachen, daß $R_i' = \frac{1}{D'S'} = \frac{\mu'}{S'}$ ist und bei Spannungsgegenkopplung sich der Kurzschlußstrom und damit die Steilheit nicht ändert, also $S' = S$ ist, wohl aber die Leerlaufspannung und damit μ'. Nach einer kleinen Umformung von Gl. (109) erhält man $\mu' = \frac{\mu}{1 + \mu K}$. Setzt man dies ein so ergibt sich

$$R_i' = \frac{\mu}{S} \frac{1}{1 + \mu K} = \frac{R_i}{1 + \mu K}$$

Da für den Innenwiderstand R_i der Wert der Ausgangsröhre R_{i2} maßgeblich ist, kann man sagen

$$R_i' = \frac{R_{i2}}{1 + \mu K}$$

Für K ist hier K_2 einzusetzen. Unter μ versteht man die Leerlaufverstärkung der Zweiröhrenschaltung, und zwar für den Fall, daß die letzte Stufe leerläuft und nicht zurückgekoppelt ist, also beispielsweise die Verbindung zwischen dem 0,5-µF-Kondensator und dem 150-kΩ-Widerstand aufgetrennt ist. Da die erste Röhrenstufe hierbei immer noch über 900 Ω stromgegengekoppelt ist, hat die Leerlaufverstärkung μ der Schaltung einen Wert von

$$\mu = v_1' \mu_2 = \frac{v_1 \mu_2}{1 + v_1 K_1}$$

Hieraus folgt für den Innenwiderstand R_i' bei Gegenkopplung

$$R_{i2}' = \frac{R_{i2}}{1 + \frac{v_1 \mu_2 K_2}{1 + v_1 K_1}} \quad \text{mit} \quad K_1 = \frac{R_2}{R_{a1}} \quad \text{und} \quad K_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \tag{121}$$

(Antwort: Strom-GK der ersten Röhre und Spannungs-GK von der Anode der zweiten Röhre auf die Katode der Vorröhre, ähnlich *Bild 148*. $K_1 = R_2/R_{a1} = 0{,}018$, $K_2 = 6 \cdot 10^{-3}$; $v' = 130$ statt $v = 800$; bei einer angenommenen Steilheit von $S_2 = 15\,\text{mA/V}$ für die Endröhre und einem R_{i2} von 30 kΩ wird $\mu_2 = 450$ und $R_{i2}' = 740\,\Omega$.)

9. Gegentaktschaltungen

Gegentaktschaltungen ermöglichen es, aus einer Röhre die maximal mögliche Leistung herauszuholen und gleichzeitig den Klirrfaktor geringzuhalten. *Bild 155* zeigt noch einmal die Prinzipschaltung einer Gegentaktstufe. Sie besteht aus zwei Röhren – früher Trioden, heute hauptsächlich Tetroden und Pentoden – und zwei Übertragern, jeder mit einer Mittelanzapfung. Der eine liegt auf der Eingangsseite, der andere auf der Ausgangsseite. Der Eingangsübertrager wird heutzutage in den meisten Fällen durch Phasenumkehrschaltungen (Abschnitt d dieses Kapitels) ersetzt. Dennoch soll er hier der Einfachheit und Übersichtlichkeit wegen zunächst weiterbenutzt werden. Die Mittelanzapfung des Eingangsübertragers ist über die

Erde und die beiden $R_k C_k$-Katodenkombinationen mit den Katoden der beiden Röhren verbunden. Die Gitterwechselspannungen der beiden Röhren sind gleich groß, aber, wie die Pfeile erkennen lassen, in ihrer Phase um 180° gegeneinander versetzt. Dies bedingt, daß die beiden Röhren im „Gegentakt" arbeiten. Wenn die eine Röhre gerade von einer positiven Spannungshalbschwingung ausgesteuert wird, liegt am Gitter der anderen Röhre eine negative Halbschwingung oder umgekehrt. Der „Differentialübertrager" auf der Anodenseite hat die Aufgabe, die in den Röhren gegenphasig verlaufenden Vorgänge zum Ausgang hin wieder gleichphasig zusammenzusetzen [4; 9].

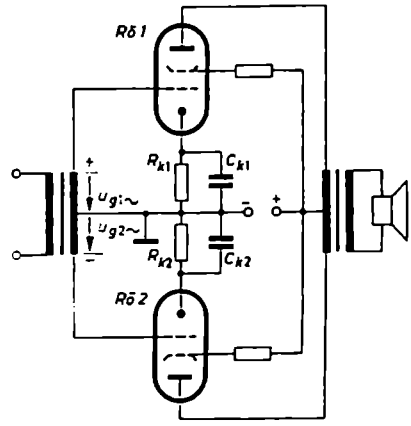


Bild 155. Prinzipschaltung einer Gegentaktverstärkerstufe

Je nach der Lage des Arbeitspunktes auf der Arbeitskennlinie unterscheidet man den A-, B-, AB- und D-Betrieb. Der C-Betrieb ist nur bei HF-Sendern anwendbar. Beim Gegentakt-A-Verstärker (GA-Verstärker) ist die Gittervorspannung so gewählt, daß der Arbeitspunkt etwa in der Mitte der dynamischen Kennlinie des I_a/U_g-Kennlinienfeldes liegt, wie im *Bild 156* (*a*) dargestellt ist.

Beim Gegentakt-B-Verstärker (GB-Verstärker) wird die Gittervorspannung so stark negativ gemacht, daß der Arbeitspunkt im unteren Knick der Kennlinie, also wie im *Bild 156* (*b*), dort liegt, wo der Anodenruhestrom praktisch Null ist. Man erreicht dadurch, daß die Anodenverlustleistung des GB-Verstärkers in den Aussteuerungspausen außerordentlich gering ist. Die Folge ist, daß der Wirkungsgrad des GB-Verstärkers wesentlich besser ist als der des GA-Verstärkers. Dieser Vorzug wird allerdings durch einen etwas größeren Klirrfaktor erkauft. Während in einem GA-Verstärker beide Röhren gleichzeitig arbeiten und die Eingangsenergie gemeinsam verstärken, ist in einem GB-Verstärker jeweils immer nur eine Röhre in Betrieb. Wird die eine Röhre gerade von einer positiven Spannungshalbschwingung ausgesteuert, so wird die andere Röhre durch die zugehörige negative Halbschwingung ins Negative und damit in das Sperrgebiet ausgesteuert. Sie ist gesperrt und liefert in diesem Moment keinen Beitrag zur Ausgangsenergie.

Beim Gegentakt-AB-Verstärker wird der Arbeitspunkt nicht festgehalten. Er liegt bei kleinen Steuerspannungen in der Nähe des Arbeitspunktes eines GA-Verstärkers (*Bild 156 c*). Mit zunehmender Amplitude der Steuerspannung verschiebt er sich in Richtung auf den Arbeitspunkt des GB-Verstärkers. Die Verschiebespannung kommt dadurch zustande, daß mit zunehmender Aussteuerung der Anodenwechselstrom der einzelnen Röhre immer unsymmetrischer wird und dann die in dem verzerrten Strom enthaltene Gleichstromkomponente am Katodenwiderstand eine erhöhte Gittervorspannung verursacht. Die in dem *Bild 156* (*c*) eingezeichneten

beiden Widerstandsgeraden deuten an, daß beim Übergang vom A-Betrieb in den B-Betrieb der Ausgangsübertrager den Belastungswiderstand in bezug auf die einzelne Röhre verschieden transformiert. Der sekundäre Belastungswiderstand erscheint auf der Primärseite an den Klemmen der halben Wicklung mit verschiedenen Werten, je nachdem, ob beide Röhren gleichzeitig arbeiten oder jeweils nur eine Röhre in Betrieb ist.

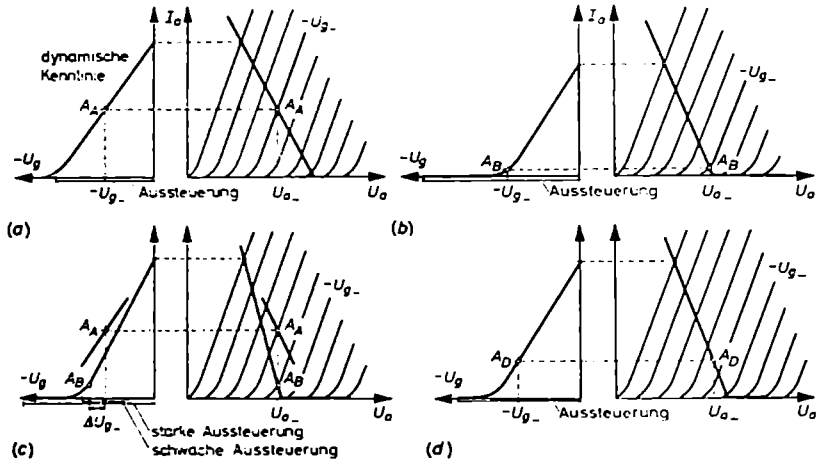


Bild 156. Lage des Arbeitspunktes in den verschiedenen Gegentaktschaltungen. (a) A-Betrieb; (b) B-Betrieb; (c) AB-Betrieb; (d) D-Betrieb

Den Gegentakt-D-Verstärker kennzeichnet eine Schaltung, bei der der Arbeitspunkt im nichtausgesteuerten Zustand zwischen dem des A- und dem des B-Betriebes liegt (*Bild 156d*). Im Gegensatz zum AB-Verstärker wird seine Gittervorspannung festgehalten, so daß sich sein Arbeitspunkt nicht verschieben kann. Bei geschickter Wahl der Arbeitspunktlage kann man erreichen, daß sich die Verzerrungen der beiden Röhrensysteme in einem bestimmten Bereich nahezu aufheben und der Verstärker einen kleineren Klirrfaktor als der AB-Verstärker hat.

a) Gegentakt-A-Verstärker

Unabhängig vom Zusammenschalten und Zusammenwirken der beiden Röhren sollen an Hand der Kennlinien in den *Bildern 157* (*a* und *b*) zunächst die hinsichtlich der Wechselstromleistung günstigsten Betriebswerte einer Triode und einer Pentode studiert werden. Den Ausgangspunkt bildet die größte zur Verfügung stehende Anodenspannung $U_{a\_}$. Sie ist um die in der Primärwicklung auftretenden Gleichspannungsverluste (etwa 20···30 V) und bei automatischer Gittervorspannungserzeugung zusätzlich um den Betrag der Katodenvorspannung kleiner als die Batteriespannung. Von $U_{a\_}$ aus geht man senkrecht nach oben bis zum Schnitt mit der Grenzleistungskurve $P_{a\,max\,zul}$. Der Schnittpunkt stellt den leistungsmäßig günstigsten Arbeitspunkt A der GA-Schaltung dar. Seine Höhe über der Abszissen-

achse bestimmt nicht nur den Anodenruhestrom $I_{a\_}$, sondern auch den Scheitelwert $\hat{\imath}_a$ des Wechselstroms, denn bei voller Leistungsausschöpfung wird man den Anodenstrom in der einen Halbschwingung von A aus möglichst bis auf Null heruntergehen lassen. Der Schnittpunkt A legt außerdem den Wert $U_{g\_}$ der Gittervorspannung und damit zugleich den Scheitelwert $\hat{u}_g$ der Gitterwechselspan-

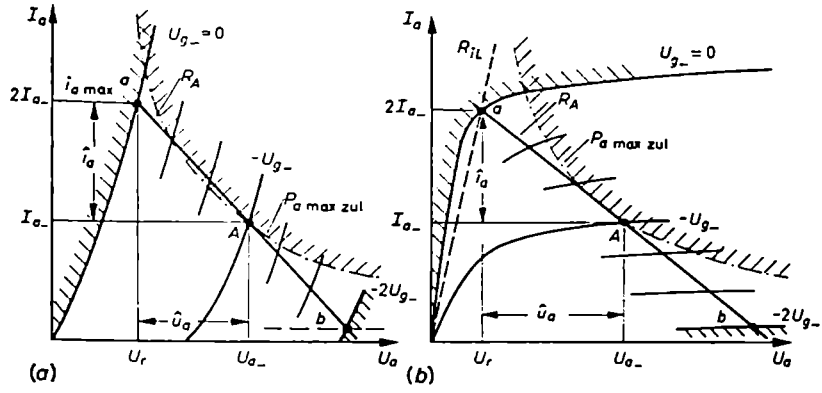


Bild 157. Ermittlung der leistungsmäßig günstigsten Betriebswerte einer GA-Verstärkerstufe mit (a) Trioden oder (b) Pentoden

nung fest, weil man bei einem A-Verstärker aus Verzerrungsgründen die Röhre niemals ins positive Gitterspannungsgebiet, sondern höchstens bis zur Spannung $U_g = 0$ aussteuert.

Daraus, daß man den Anodenstrom in den negativen Halbschwingungen bis auf den Wert Null herunter aussteuert, also $\hat{\imath}_a = I_{a\_}$ wird, folgt, daß der Anodenstrom in den positiven Halbschwingungen einen Höchstwert von

$$i_{a\,max} = I_{a\_} + \hat{\imath}_a = 2\,I_{a\_}$$

erreicht. Zeichnet man dementsprechend im I_a/U_a-Diagramm in der Höhe $2I_{a\_}$ eine Waagerechte und sucht ihren Schnittpunkt mit der Kennlinie für $U_{g\_} = 0$ auf – Punkt a in den *Bildern 157* (a und b) –, so sind damit bereits die Lage der optimalen Widerstandsgeraden und ihr Zahlenwert $R_{a\,opt}$ festgelegt. Gehört nach dem Kennlinienfeld zum höchsten Aussteuerungspunkt a die Restspannung U_r, so läßt sich für den Scheitelwert der Anodenwechselspannung schreiben

$$\hat{u}_a = U_{a\_} - U_r$$

Für die Größe des optimalen Abschlußwiderstandes der Einzelröhre, der fortan beim GA-Verstärker statt mit $R_{a\,opt}$ mit R_A bezeichnet werden soll (im Gegensatz zum optimalen Widerstand R_B des GB-Verstärkers), ergibt sich dann

$$R_{a\,opt} = R_A = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a\_} - U_r}{I_{a\_}} \qquad \text{GA-Verstärker} \qquad (122)$$

Diese Gleichung gilt sowohl für Trioden als auch für Pentoden. Sie läßt sich, wenn man will, noch etwas umformen. Bei Trioden kann man den Innenwiderstand R_i einführen. Man vernachlässigt die geringe Krümmung im unteren Teil der Kennlinie $U_{g-} = 0$ V und setzt näherungsweise

$$R_i \approx \frac{U_r}{2\,I_{a-}}$$

Dann ist

$$\frac{U_r}{I_{a-}} \approx 2\,R_i$$

Führt man dies in Gl. (122) ein, erhält man

$$R_{a\,opt} = R_A \approx \frac{U_{a-}}{I_{a-}} - 2\,R_i \qquad \text{GA-Verstärker mit Trioden} \qquad (123)$$

In ähnlicher Weise geht man auch bei Pentoden vor. In Anlehnung an die Verhältnisse bei Trioden hat man den Begriff des „Leistungsinnenwiderstandes" R_{iL} eingeführt. R_{iL} hat nichts mit dem normalen Wechselstrominnenwiderstand R_i der Pentode zu tun; R_{iL} ergibt sich grafisch aus der Neigung der Geraden, die vom Koordinatenanfangspunkt zum Punkt a führt (*Bild 157 b*). Mit R_{iL} läßt sich Gl. (122) umformen in

$$R_{a\,opt} = R_A = \frac{U_{a-}}{I_a} - 2\,R_{iL} \qquad \text{GA-Verstärker mit Pentoden} \qquad (124)$$

Es möge darauf hingewiesen werden, daß der in den einfachen Einröhrenendstufen bei Pentoden benutzte optimale Abschlußwiderstand $R_{a\,opt}$ mit dem Wert aus Gl. (124) übereinstimmt, wenn man den Ausdruck $2\,R_{iL}$ wegen seiner Kleinheit gegenüber U_{a-}/I_{a-} vernachlässigt. Der optimale Abschlußwiderstand einer einfachen Triodenendstufe stimmt nicht mit dem Wert aus Gl. (123) überein. Man wählt dort als Kompromiß zwischen maximaler Leistung und günstigem Klirrfaktor $R_{a\,opt} \approx (2 \cdots 4)\,R_i$.

Liegt die Widerstandsgerade R_A fest, so gewinnt man aus ihrem Schnittpunkt mit der Kennlinie, die zu einer um $\hat{u}_g = |U_{g-}|$ negativeren Gittervorspannung als im Arbeitspunkt gehört, den genauen unteren Scheitelpunkt b der Aussteuerung. Wegen der Kennlinienzusammendrängung liegt er nicht genau bei $i_a = 0$, sondern ein wenig höher. Soviel sei zunächst über den leistungsmäßig günstigsten Anodenwiderstand R_A der einzelnen Röhre einer Gegentakt-A-Schaltung gesagt.

Jetzt soll die Gegentakt-A-Schaltung als Ganzes behandelt werden. Die Wechselstromvorgänge in ihr lassen sich am besten an Hand der *Bilder 158* und *159* verständlich machen. Die Phasenverhältnisse auf der Sekundärseite des Eingangsübertragers und an den Gittern sind derart, daß, wenn das Gitter von Röhre *1* um $+\,u_{g\sim}$ positiver wird, die Gitterspannung von Röhre *2* um den betragsmäßig gleichen Wert negativer wird. Infolgedessen beträgt der Momentanwert i_a des Anodenstroms, der für jede Röhre – technisch betrachtet – aus der Batterie über je eine

Hälfte der Primärwicklung des Ausgangsübertragers zur Anode fließt und von dort durch die Röhre und Katode zum Minuspol der Batterie zurückkehrt,

$$\text{im Fall der Röhre } 1 \qquad i_{a1} = I_{a1-} + i_{a1\sim} \qquad \text{und}$$

$$\text{im Fall der Röhre } 2 \qquad i_{a2} = I_{a2-} - i_{a2\sim}$$

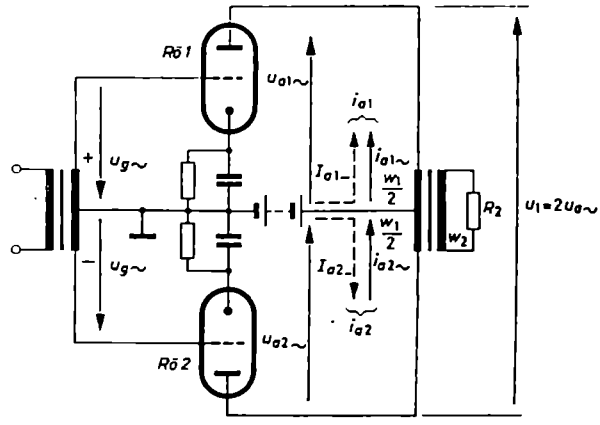


Bild 158. GA-Verstärker mit seinen Strömen und Spannungen

Bei genau gleichem Kennlinienfeld der beiden Röhren und nicht zu großer Aussteuerung ist $I_{a1-} = I_{a2-}$ und $i_{a1\sim}$ dem Betrag nach gleich $i_{a2\sim}$. Sieht man sich die Richtungen der Stromkomponenten in der Primärwicklung an, so erkennt man, daß die beiden Ruheströme I_{a1-} und I_{a2-} die Wicklung in entgegengesetzter Rich-

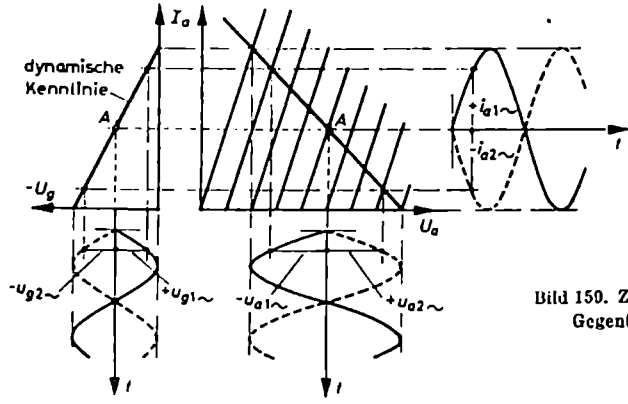


Bild 159. Zur Wirkungsweise der Gegentakt-A-Schaltung

tung, die Wechselstromkomponenten $+i_{a1\sim}$ und $-i_{a2\sim}$ sie dagegen in gleichem Sinne durchfließen. Die Gegensinnigkeit der Gleichströme bedeutet, daß die Gleichstromdurchflutung des Übertragers Null ist. Der Ausgangsübertrager wird also

nicht vormagnetisiert, sein Blechkern braucht demnach auch nicht mit einem Luftspalt versehen zu werden, so daß man unter Umständen mit einem verhältnismäßig kleinen Kerntyp auskommt.

Die Gleichsinnigkeit der Anodenwechselströme besagt, daß die beiden Röhren wechselstrommäßig in Reihe geschaltet sind (*Bild 160*). Demzufolge addieren sich ihre beiden Anodenwechselspannungen $u_{a1\sim}$ und $u_{a2\sim}$. Erreicht nämlich die Anodenspannung der Röhre *1* im Moment des positiven Scheitelwertes $\hat{\imath}_{a1}$ ihren Kleinstwert $u_{a1} = U_{a-} - \hat{u}_{a1\sim}$, so erreicht die andere Röhre im gleichen Zeitmoment wegen

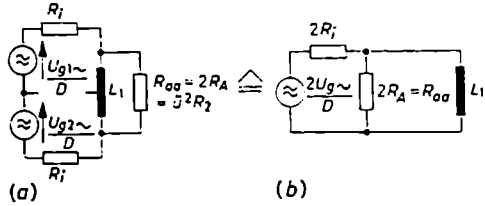


Bild 160 (a und b) Ersatzschaltungen der Gegentakt-A-Schaltung

$-i_{a2}$ ihren Höchstwert $u_{a2} = U_{a-} + \hat{u}_{a2\sim}$. Die Spannung U_1 an der Primärwicklung, die gleich der Differenz der Anodenpotentiale der beiden Röhren ist, nimmt in einem beliebigen Zeitmoment den Wert an

$$u_1 = u_{a1-a2} = \varphi_{a1} - \varphi_{a2} = U_{a-} - u_{a1\sim} - (U_{a-} + u_{a2\sim}) \quad - (u_{a1\sim} + u_{a2\sim})$$

Bei Gleichheit der Kennlinien und Übergang auf Effektivwerte kann man schreiben

$$U_{1\sim} = 2\,U_{a\sim} \tag{125}$$

Hierin kennzeichnet $U_{a\sim}$ die Anodenwechselspannung der einzelnen Röhre. Nun muß man sich folgendes klarmachen: Wenn an der vollen Primärwicklung des Übertragers die Spannung $2\,U_{a\sim}$ auftritt und meßbar ist und zugleich in den beiden Wicklungshälften der gleiche effektive Strom $I_{a\sim}$ fließt, dann wirkt der Übertrager für die beiden Röhren offenbar so, als ob er einen Widerstand von der Größe

$$Z_1 = \frac{2\,U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = 2\,\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}}$$

hat. Dieser Widerstand soll, da er als Belastungswiderstand zwischen den Anoden der beiden Röhren auftritt, mit R_{aa} bezeichnet werden. Dann gilt also

$$R_{aa} = 2\,\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} \tag{126}$$

Offenbar ist nun dieser Widerstand R_{aa}, der an den Klemmen der primären Vollwicklung wirkt, gleich dem transformierten sekundären Belastungswiderstand R_2,

wenn man der Einfachheit halber von den Verlusten durch die Wicklungswiderstände und dem Einfluß der Primärinduktivität L_1 absieht. Man kann also sagen

$$R_{aa} = \ddot{u}^2 R_2 \tag{127}$$

Auf der anderen Seite stellt der Quotient $\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a}$ nach Gl. (122) den Widerstand R_A dar, mit dem die Einzelröhre abgeschlossen sein muß, wenn sie an ihn optimal viel Leistung abgeben soll. Mithin folgt aus der Kombination von Gl. (122) mit (127)

$$\ddot{u}^2 R_2 = R_{aa} = 2\,R_A = 2\,\frac{U_{a-} - U_r}{I_{a-}}$$

Diese Beziehung besagt, daß der Verbraucherwiderstand R_2 durch den Übertrager so zu transformieren ist, daß er auf der Seite der primären Vollwicklung mit dem doppelten Wert des für die Einzelröhre optimal günstigen Widerstandswertes erscheint. Der Übertrager muß deshalb unter Vernachlässigung seiner Kupferverluste ein Übersetzungsverhältnis erhalten von

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2\,R_1}{R_2}} = \sqrt{2\,\frac{U_{a-} - U_r}{I_{a-}\,R_2}} \tag{128}$$

oder von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_2}} \tag{129}$$

Während Gl. (128) zu benutzen ist, wenn man sich selbst den günstigsten Abschlußwiderstand aus dem Kennlinienfeld ermittelt hat, wendet man Gl. (129) an, wenn man sich an den Vorschlag der Röhrenfirmen und den von ihnen in den Röhrentabellen angegebenen Wert R_{aa} halten will.

Um die Größe der erforderlichen Primärinduktivität angeben zu können, geht man von der Wechselstromersatzschaltung der Gegentaktstufe nach *Bild 160 (a)* aus. Es ist schon gesagt worden, daß die Röhren wegen der gleichen Richtung von $(+\,i_{a1\sim})$ und $(-\,i_{a2\sim})$ als in Reihe liegend aufzufassen sind. Damit addieren sich dann nicht nur die Teilspannungen $U_{a1\sim}$ und $U_{a2\sim}$ an den primären Halbwicklungen, sondern auch die Leerlaufspannungen $\frac{U_{a\sim}}{D}$ der beiden Röhren. Aus der Ersatzschaltung mit den beiden EMK-Quellen und den beiden Innenwiderständen läßt sich eine neue, einfachere Schaltung nach *Bild 160 (b)* herleiten. Aus ihr folgt für die untere Grenzfrequenz, wenn man den Widerstand R_A benutzt,

$$\omega_u L_1 \geq 2\,R_i \,||\, 2\,R_A = 2\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A}$$

oder

$$L_{1\,\mathrm{erf}} \geq \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A} \tag{130}$$

Bei Verwendung des in den Röhrentabellen angegebenen Widerstandswertes R_{aa} hat man zu schreiben

$$L_{1\,erf} = \frac{1}{\omega_u} \frac{2 R_i R_{aa}}{2 R_i + R_{aa}} \tag{131}$$

Die an den Übertrager oder Verbraucherwiderstand abgegebene Gesamtwechselstromleistung hat entsprechend der Spannung $2\,U_{a\sim}$ und dem Strom $I_{a\sim}$ den Wert

$$P_{\sim\,ges} = 2\,U_{a\sim}\,I_{a\sim} \tag{132}$$

Ihr steht eine Anodenverlustleistung der beiden Röhren von insgesamt

$$P_{a\_ges} = 2\,U_{a\_}\,I_{a\_}$$

gegenüber. Da

$$I_{a\sim} = \frac{\hat{\imath}_a}{\sqrt{2}} \approx \frac{I_{a\_}}{\sqrt{2}}$$

und

$$U_{a\sim} = \frac{\hat{u}_a}{\sqrt{2}} = \frac{U_{a\_} - U_r}{\sqrt{2}}$$

ist, kann Gl. (132) auf Gleichstromwerte umgeschrieben und dann der Wirkungsgrad der Röhrenschaltung angegeben werden. Es ergibt sich

$$P_{\sim\,ges} = (U_{a\_} - U_r)\,I_{a\_}$$

und damit

$$\eta = \frac{P_{\sim\,ges}}{P_{a\_ges}} = 0{,}5\,\frac{U_{a\_} - U_r}{U_{a\_}} = 0{,}5\left(1 - \frac{U_r}{U_{a\_}}\right) \tag{133}$$

Für den Fall, daß die Restspannung U_r sehr klein gegen $U_{a\_}$ ist, nimmt der Wirkungsgrad einen Wert von 50% an. Dies ist der günstigste Wirkungsgrad, der in einer Gegentakt-A-Schaltung erreicht werden kann.

Der Nachweis, daß die Gesamtverzerrung der Gegentakt-A-Schaltung bei voller Aussteuerung und Leistungsausnutzung kleiner als die Verzerrung der Einzelröhre ist, kann dadurch geführt werden, daß man aus den dynamischen Kennlinien der Einzelröhren eine resultierende dynamische Kennlinie konstruiert. Man muß sich dabei klarmachen, daß für die auf der Sekundärseite induzierte und an R_2 abgegebene Spannung U_2 und ihre Verzerrung die resultierende primäre Durchflutung Θ_{ges} maßgebend ist; es kommt nicht auf die Teilströme und ihre Verzerrungen an. Die Gesamtdurchflutung ist gleich der Summe der Teildurchflutungen, also

$$\Theta_{ges} = \Theta_1 + \Theta_2$$

Dabei ist

$$\Theta_1 = i_{a1}\frac{w_1}{2} = (I_{a\_} + i_{a1\sim})\frac{w_1}{2}$$

und

$$\Theta_2 = i_{a2}\frac{w_1}{2} = (I_{a\_} - i_{a2\sim})\frac{w_1}{2}$$

Da die Ströme i_{a1} und i_{a2} den Kern des Übertragers in entgegengesetzten Richtungen umfließen, kann man entweder schreiben

$$\Theta_{res} = \frac{w_1}{2}(i_{a1} - i_{a2}) \quad w_1 \frac{i_{a1} - i_{a2}}{2} \tag{134}$$

oder ansetzen

$$\Theta_{res} = \frac{w_1}{2}(I_{a1} - i_{a1\sim} - I_{a2} + i_{a2\sim}) = w_1 \frac{i_{a1\sim} + i_{a2\sim}}{2} \tag{135}$$

Gl. (134) benutzt die Gesamtströme. Nach dieser Gleichung ist im *Bild 161* die resultierende dynamische Kennlinie der Gegentaktschaltung konstruiert. Die Kennlinien der beiden Röhren sind so angeordnet, daß die in gleichen Momenten fließen-

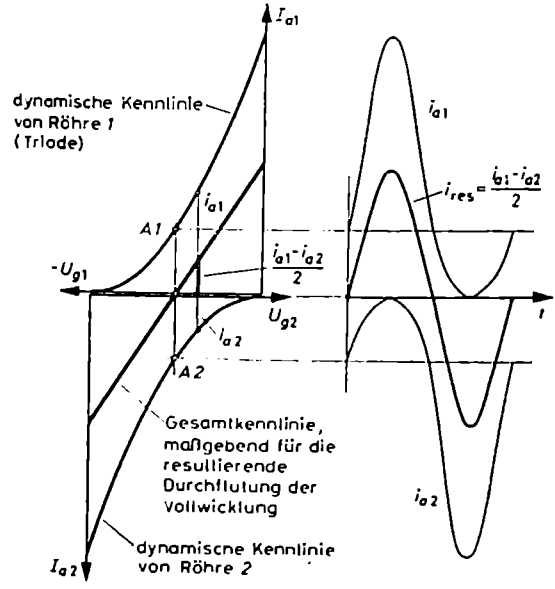


Bild 161. Resultierende dynamische Kennlinie der Gegentakt-A-Schaltung bei genau quadratischem Verlauf der Einzelkennlinie (näherungsweise erfüllt bei Trioden). Daneben Verlauf der einzelnen Anodenströme und des resultierenden Übertragerstromes bei sinusförmiger Gitterwechselspannung

den Anodenströme i_{a1} und i_{a2} übereinanderstehen, und zwar wegen der im Übertrager gegensinnigen Wirkung mit verschiedenem Vorzeichen. Da den Einzelkennlinien bei ihrer Konstruktion ein genau quadratisches Gesetz zugrunde gelegt wurde, findet eine vollkommene Kompensation der Nichtlinearitäten statt. Die resultierende Kennlinie ist eine exakte Gerade.

Gl. (135), die nur die Wechselstromkomponenten enthält, tut gute Dienste, wenn man die Klirrfaktorverbesserung mit Worten beschreiben will. Offenbar kommt die Klirrfaktorverbesserung folgendermaßen zustande: Wird eine Röhre über den geradlinigen Teil ihrer Kennlinie hinaus ausgesteuert, so wird die positive Halbschwingung des Stromes zu groß und die negative Halbschwingung zu klein wiedergegeben.

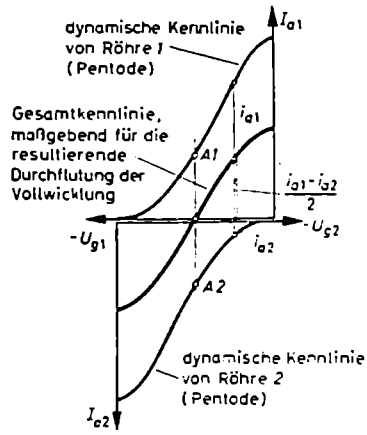


Bild 162. Resultierende dynamische Kennlinie einer Gegentakt-A-Schaltung bei S-förmigem Verlauf der Einzelkennlinie (Pentode)

Da die Röhren immer gegenphasig ausgesteuert werden, die Anodenwechselströme den Ausgangsübertrager aber gleichsinnig durchfließen, trifft im Übertrager stets eine zu große Stromamplitude mit einer zu kleinen zusammen. Dabei gleicht sich das eine „zu groß" mit dem anderen „zu klein" so aus, daß die nach außen hin wirksame Durchflutung unverzerrt bleibt.

Die beschriebene ideale Kompensation gilt nur für genau quadratisch gekrümmte Kennlinien und damit näherungsweise für Trioden. Für die S-förmig gekrümmten Kennlinien der Pentoden findet, wie *Bild 162* veranschaulicht, eine Linearisierung wohl in der Umgebung des Arbeitspunktes, aber nicht in den Scheitelgebieten der Aussteuerung statt. Insofern bringt die Gegentakt-A-Schaltung bei Pentoden gegenüber dem Klirrfaktor der Einzelröhre keine wesentliche Verbesserung. Hierin liegt begründet, daß man für Pentoden in den Röhrentabellen nur selten Angaben über einen GA-Betrieb findet. Wenn mit Pentoden Gegentaktschaltungen aufgebaut werden, dann praktisch nur in der Gegentakt-B- und Gegentakt-AB-Schaltung. Mit ihnen lassen sich klirrfaktormäßig auch bei Pentoden wesentliche Verbesserungen erreichen.

b) Gegentakt-B-Verstärker

Der GB-Verstärker ermöglicht die höchste Leistungsausbeute und den besten Wirkungsgrad eines NF-Verstärkers. In seinem schaltungsmäßigen Aufbau ähnelt er, wie *Bild 163* veranschaulicht, weitgehend dem GA-Verstärker. Rein äußerlich unterscheiden sich beide eigentlich nur in der Art, wie die Gittervorspannung erzeugt wird; in ihrer Arbeitsweise und Dimensionierung weichen sie dagegen stark voneinander ab.

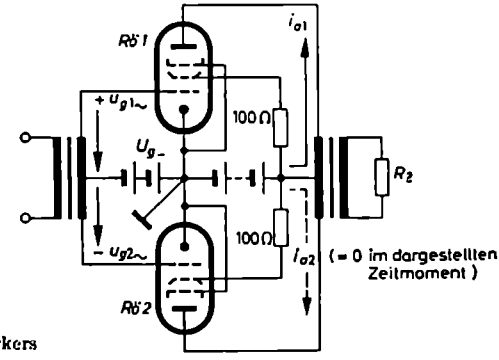


Bild 163. Prinzipschaltung eines GB-Verstärkers

Um bei großen Leistungen die Gleichstromverluste kleinzuhalten und einen guten Wirkungsgrad zu erzielen, wird der Arbeitspunkt der einzelnen Röhre in den unteren Kennlinienknick verlegt. Hierdurch erreicht man, daß bei fehlender Aussteuerung, also in den Signalpausen, der Anodenstrom und damit die Anodenverlustleistung praktisch Null sind. Wegen des fehlenden oder nur sehr kleinen Anodenruhestromes kann die Gittervorspannung der B-Schaltung nicht, wie in der A-Schaltung, an einem Katodenwiderstand erzeugt werden, zumal es sich um ausgesprochen große Vorspannungen handelt. Die Vorspannung muß einer besonderen Gitterbatterie entnommen oder gesondert im Netzteil hergestellt werden.

Die Lage des Arbeitspunktes im unteren Kennlinienknick bedingt, daß in jedem Moment praktisch immer nur eine der beiden Röhren in Betrieb ist. Während die eine Röhre, zum Beispiel Röhre *1* im *Bild 163*, durch die Wechselspannung $+ u_{g1\sim}$ gerade auf positivere Gitterspannungswerte zu ausgesteuert wird, steuert die Röhre *2* ins Negative und damit in den Sperrbereich; ihr Anodenstrom geht vollständig auf Null zurück. Nach einer Halbperiode kehrt sich das Bild um; Röhre *2* wird stromdurchlässig und Röhre *1* gesperrt. Im ganzen ergibt sich, daß die positiven Halbschwingungen der Signalspannung immer von der einen und die negativen Halbschwingungen von der anderen Röhre übertragen werden. Dies hat zur Folge, daß wechselweise immer nur eine Hälfte des Ausgangsübertragers stromdurchflossen ist.

Im *Bild 164* sind zur Festlegung der Übersetzungsverhältnisse am Übertrager die Scheitelwerte von Strom und Spannung in zwei um eine halbe Periode auseinanderliegenden Zeitmomenten eingetragen. Man muß sich auch hier klarmachen, daß

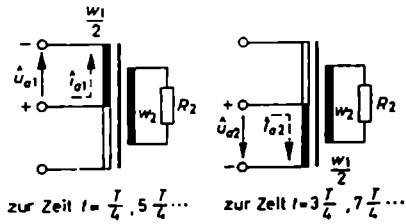


Bild 164. Übersetzungsverhältnisse am Ausgangsübertrager

wenn auf der Primärseite des Übertragers im Verlauf einer Halbwelle an der halben Wicklung eine Spannung $\hat{u}_a$ oder $U_{a\sim}$ auftritt und in ihr zugleich ein Strom i_a beziehungsweise $I_{a\sim}$ fließt, dort gewissermaßen ein Widerstand von der Größe

$$R'_a = \frac{\hat{u}_a}{\hat{i}_a} = \frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}}$$

vorhanden ist. Er rührt offenbar von dem sekundärseitig wirksamen Abschlußwiderstand R_2 her. Entsprechend dem Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}' = \frac{w_1/2}{w_2}$$

– es ist ja jeweils nur eine Hälfte der Primärwicklung in Betrieb – erscheint anodenseitig an der Halbwicklung ein transformierter Widerstand vom Wert

$$\ddot{u}'^2 R_2 = \frac{(w_1/2)^2}{w_2^2} R_2 = \frac{1}{4}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2$$

Da w_1/w_2 das Gesamtübersetzungsverhältnis des Übertragers ist und als solches mit $\ddot{u}$ bezeichnet werden soll, kann man für den Wert, mit dem R_2 an der primären Halbwicklung erscheint, auch schreiben

$$\ddot{u}'^2 R_2 = \frac{\ddot{u}^2}{4} R_2$$

Die Verknüpfung dieses Ausdrucks mit R_a' ergibt

$$R_a' = \frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = \frac{\ddot{u}^2}{4} R_2 \tag{136}$$

Über die günstigste Größe von R_a' macht diese Gleichung keine Aussage. Sie gestattet aber, wenn man den optimalen Wert von R_a' auf andere Weise ermittelt hat, das erforderliche Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ zu berechnen. Die Auflösung von Gl. (136) nach $\ddot{u}$ ergibt

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4 R_a'}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{R_a'}{R_2}} \tag{137}$$

Den günstigsten Wert von R_a' erhält man aus folgender Überlegung: Wenn die von der Einzelröhre abgegebene Wechselstromleistung $P_{1\sim}$ oder $P_{2\sim}$ möglichst groß werden soll, dann müssen die Scheitelwerte $\hat{\imath}_{a1}$ und $\hat{u}_{a1}$ beziehungsweise $\hat{\imath}_{a2}$ und $\hat{u}_{a2}$ der beiden Röhren oder besser die Produkte $\hat{\imath}_{a1}\hat{u}_{a1}$ und $\hat{\imath}_{a2}\hat{u}_{a2}$ optimal groß werden. Hierzu gehört, daß man die Röhren bis zur Kennlinie $U_g = 0$ aussteuert. Unter Umständen werden sie bei B-Verstärkern auch etwas darüber hinaus ins positive Gitterspannungsgebiet ausgesteuert. Wenn man berücksichtigt, daß die Röhre immer nur während einer Halbperiode in Betrieb ist, hat die von der einzelnen Röhre an den Abschlußwiderstand abgegebene Leistung im Mittel den Wert

$$P_{1\sim} = \frac{1}{2}\frac{\hat{\imath}_{a1}}{\sqrt{2}}\frac{\hat{u}_{a1}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{\imath}_{a1}\hat{u}_{a1}}{4} \tag{138}$$

Für eine Triode erhält man dann die größte Leistungsabgabe, wenn man den Scheitelwert $\hat{u}_a$ der Anodenwechselspannung gleich der Hälfte der Anodengleichspannung U_{a-} wählt, also

$$\hat{u}_a = 0{,}5\, U_{a-}$$

setzt. Wie aus *Bild 165 (a)* ersichtlich ist, wird in diesem Fall der Inhalt des schraffierten Leistungsdreiecks maximal groß. Mit der Lage des Arbeitspunktes A und des Schnittpunktes a der Senkrechten im Punkt $0{,}5\, U_{a-}$ mit der Kennlinie für

$U_g = 0$ liegen die optimale Widerstandsgerade und ihr Wert $R_{a\,opt}$ fest, der beim GB-Verstärker mit R_B bezeichnet werden soll; es läßt sich die Formel aufstellen

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a-}}{2\,\hat{\imath}_a} \quad \begin{matrix}\text{GB-Verstärker}\\ \text{mit Trioden}\end{matrix} \tag{139}$$

Bei Pentoden und Tetroden wird die Fläche des im *Bild 156 (b)* schraffierten Leistungsdreiecks und damit $P_\sim$ dann ein Maximum, wenn die Widerstandsgerade die Kennlinie für $U_g = 0$ in ihrem Knick bei a schneidet. Für andere Lagen wird zwar

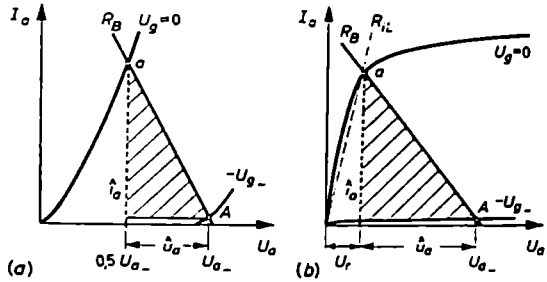


Bild 165. Ermittlung des für maximale Leistungsabgabe günstigsten Anodenwiderstandes R_B bei (a) Trioden und (b) Pentoden

die eine Größe, zum Beispiel $\hat{u}_a$, größer, dafür aber die andere, im Beispiel $\hat{\imath}_a$, unverhältnismäßig kleiner. Aus der günstigsten Lage der Widerstandsgeraden folgt für ihren Widerstandswert unter Benutzung der Bezeichnungen im *Bild 165 (b)*

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a-} - U_r}{\hat{\imath}_a} \quad \begin{matrix}\text{GB-Verstärker}\\ \text{mit Pentoden}\end{matrix} \tag{140}$$

Verwendet man den Leistungsinnenwiderstand R_{iL} einer Pentode, so kann man schreiben

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{U_{a-}}{\hat{\imath}_a} - R_{iL} \tag{141}$$

Wie der Vergleich von Gl. (140) mit Gl. (122) und die Neigung der Widerstandsgeraden in den *Bildern 157* und *165* zeigen, ist bei Pentoden der optimale Abschlußwiderstand R_B der Einzelröhre eines GB-Verstärkers praktisch halb so groß wie der optimale Abschlußwiderstand R_A der Einzelröhre eines GA-Verstärkers, denn der Scheitelwert $\hat{\imath}_a$ in Gl. (140) ist annähernd doppelt so groß wie der Anodenstrom I_{a-} in Gl. (122). Bei Pentoden gilt also

$$R_B \approx 0{,}5\,R_A \tag{142}$$

Die eingangs gemachte Aussage, daß der Anodengleichstrom praktisch Null und damit die Anodenverlustleistung der Gegentakt-B-Schaltung ebenfalls verschwin-

dend klein sei, gilt nur für die Signalpausen. Sobald am Gitter eine Wechselspannung auftritt, nimmt die Röhre auch einen gewissen Gleichstrom auf; er kommt dadurch zustande, daß die Röhre nur Halbwellenströme führt. Die in ihnen enthaltene Gleichstromkomponente ist gleich dem arithmetischen Mittelwert I_m der Stromimpulse. I_m hat bei sinusförmigem Verlauf der Halbschwingung den Wert

$$I_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\,i_a}{\pi} = \frac{i_a}{\pi}$$

Hieraus folgt für die betriebliche Anodenverlustleistung der Einzelröhre

$$P_a = P_{a-} - P_{\sim} = I_m U_{a-} - P_{\sim} = \frac{i_a}{\pi} U_{a-} - \frac{i_a \hat{u}_a}{4} = i_a \left(\frac{U_{a-}}{\pi} - \frac{\hat{u}_a}{4} \right) \qquad (143)$$

Der Zahlenwert dieser Verlustleistung darf die zulässige Grenzleistung der betreffenden Röhre nicht überschreiten.

Mit Hilfe von Gl. (143) und Gl. (138) läßt sich der Wirkungsgrad des B-Verstärkers angeben. Nach Abschnitt A.II.11.b) ist $\eta = P_{\sim}/P_{a-}$. Wendet man diese Definition des Wirkungsgrades auch auf den GB-Verstärker an, vergleicht man also seine Wechselstromleistung $P_{\sim} = \frac{i_a \hat{u}_a}{4}$ mit der Gleichstromleistung $P_{a-} = I_m U_{a-}$ $= i_a U_{a-}/\pi$, so erhält man für den Wirkungsgrad der einzelnen Röhre und damit auch der ganzen Gegentaktstufe

$$\eta = \frac{i_a \hat{u}_a \pi}{4\, i_a U_{a-}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{u}_a}{U_{a-}}$$

Für Pentoden, bei denen $\hat{u}_a = U_{a-} - U_r$ ist, kann man schreiben

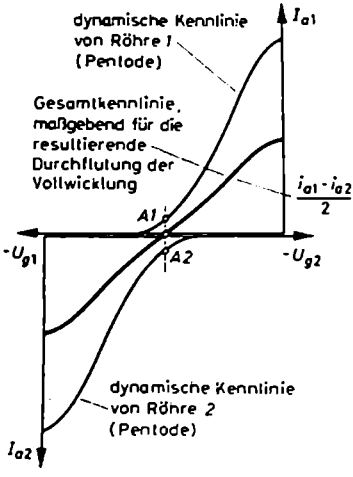


Bild 166. Resultierende dynamische Kennlinie einer Gegentakt-B-Schaltung bei S-förmigem Verlauf der Einzelkennlinie (Pentode)

$$\eta_P = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{U_r}{U_{a-}} \right) \qquad (144)$$

Ist U_r sehr klein gegenüber U_{a-}, zum Beispiel 20 V gegen 250 V, so kann man U_r/U_{a-} gegen Eins vernachlässigen. Hieraus folgt für den maximal möglichen Wirkungsgrad der GB-Schaltung mit Pentoden ein Wert von etwa

$$\eta_P \approx \frac{\pi}{4} = 78\%$$

Die GA-Schaltung erreicht nach Gl. (133) einen Wert von höchstens 50%.

Hinsichtlich der Verzerrungen liegt die GB-Schaltung nicht so günstig wie die GA-Schaltung. Es fehlt die gegenseitige Auskompensierung der Kennlinienkrümmungen. Nur in der

unmittelbaren Umgebung des Arbeitspunktes findet eine gewisse Linearisierung statt. *Bild 166* zeigt die resultierende Kennlinie der Gegentakt-B-Stufe. Auch hier werden die dynamischen Kennlinien der einzelnen Röhren entsprechend der gegenphasigen Aussteuerung mit entgegengesetztem Vorzeichen aneinandergesetzt, und zwar so, daß die Arbeitspunkte *A 1* und *A 2* genau übereinanderliegen; denn bei fehlender Aussteuerung oder im Moment Null der Gitterwechselspannung arbeitet Röhre *1* in *A 1* und Röhre *2* in *A 2*. Für die Konstruktion der Gesamtkennlinie ist auch hier der Ansatz gemacht worden, daß die resultierende Durchflutung den Wert

$$\Theta_{ges} = \frac{w_1}{2}(i_{a1} - i_{a2}) = w_1 \frac{i_{a1} - i_{a2}}{2}$$

hat. Um in einem GB-Verstärker einen guten Klirrfaktor zu erreichen, müssen seine beiden Röhren stark gegengekoppelt werden.

Jetzt sollen die wichtigsten Daten des Ausgangsübertragers festgelegt werden. Der wirklich auszuführende Wert des Übersetzungsverhältnisses ergibt sich aus Gl. (137) in Verbindung mit Gl. (139) beziehungsweise Gl. (140). Für GB-Verstärker mit Trioden wird

$$\ddot{u}_T = \frac{w_1}{w_2} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{U_{a\sim}}{2\,i_a R_2}} \tag{145}$$

Für Verstärker mit Pentoden wird

$$\ddot{u}_P = \frac{w_1}{w_2} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{U_{a\sim} - U_r}{i_a R_2}} \tag{146}$$

Vergleicht man diesen Wert von $\ddot{u}$ mit dem des GA-Verstärkers in Gl. (128), so erhält man

$$\frac{\ddot{u}_B}{\ddot{u}_A} = \frac{2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}}}{\sqrt{2\,\frac{R_A}{R_2}}} = \sqrt{\frac{2\,R_B}{R_A}}$$

und, da nach Gl. (142) – zumindest bei Pentoden – $2\,R_B = R_A$ ist, wird

$$\ddot{u}_B = \ddot{u}_A$$

Der Übertrager eines GB-Verstärkers hat also – zumindest bei Pentoden – das gleiche Übersetzungsverhältnis wie der Übertrager eines GA-Verstärkers. Damit ist aber nicht gesagt, daß die beiden Übertrager gegeneinander austauschbar sind. Dies läßt sich erst entscheiden, wenn man die Anforderungen an die Primärinduktivität L_1 der Übertrager kennt.

Zuvor muß eine Bemerkung über den hier benutzten optimalen Abschlußwiderstand R_B und den in den Röhrentabellen angegebenen optimalen Widerstand R_{aa} gemacht werden. R_B stellt den Widerstand dar, mit dem die einzelne Röhre des

B-Verstärkers zwecks optimaler Leistungsabgabe abgeschlossen werden und mit dem der sekundäre Belastungswiderstand R_2 auf der Seite der primären Halbwicklung erscheinen muß. Nun ist es aber für den Entwurf und die Prüfung des Übertragers ganz gut zu wissen, mit welchem Wert R_1 der sekundäre Belastungswiderstand R_2 auf der Seite der primären Vollwicklung erscheinen muß. Sicherlich gilt der Ansatz $R_1 = \ddot{u}^2 R_2$. Setzt man hier den Wert von $\ddot{u}^2$ aus Gl. (145) oder (146) ein, so erhält man

$$R_1 = \ddot{u}^2 R_2 = 4 R_B$$

Dieser Eingangswiderstand R_1 des Übertragers stellt den Widerstand dar, der in den Röhrentabellen mit R_{aa} bezeichnet ist. Er ist kein Widerstand, der während des Betriebes physikalisch in Erscheinung tritt. Wegen des wechselweisen Arbeitens der Röhren ist immer nur eine Hälfte der Primärwicklung in Betrieb und deshalb physikalisch nur der Widerstand R_B von Bedeutung. $R_1 = R_{aa}$ ist eigentlich nur ein reiner Rechenwert, mit dem man ebenfalls das Übersetzungsverhältnis berechnen und im Prüffeld den Übertrager nachmessen kann. Aus dem Ansatz

$$R_{aa} = \ddot{u}^2 R_2 = 4 R_B \tag{147}$$

folgt nämlich

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_2}} \quad \text{oder} \quad \ddot{u} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} \tag{148}$$

Die erforderliche Übertragerinduktivität L_1 wird an Hand von Ersatzschaltbildern ermittelt. Man geht vom *Bild 167* (*a*) aus, das eine der beiden wechselweise in Betrieb befindlichen Übertragerhälften mit der Ersatzschaltung der speisenden Röhre zeigt. Aus dieser Schaltung läßt sich die im *Bild 167* (*b*) angegebene und im *Bild 167* (*c*) weitervereinfachte Ersatzschaltung herleiten. Mit $\ddot{u}'$ ist das Übersetzungsverhältnis der halben Primärwicklung zur Sekundärwicklung gemeint, und

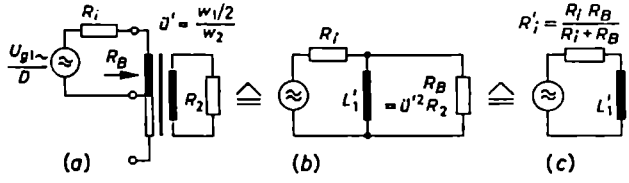


Bild 167 (a bis c). Ersatzschaltungen zur Berechnung der Induktivität L_1' der Halbwicklung des Ausgangsübertragers eines GB-Verstärkers

unter L_1' wird die Induktivität der halben Primärwicklung verstanden. Aus der Ersatzschaltung im *Bild 167* (*c*) ergibt sich, daß die untere Grenzfrequenz dort liegt, wo $\omega_u L_1' = R_i'$ ist. Bei vorgeschriebener unterer Grenzfrequenz ω_u folgt hieraus für die erforderliche Induktivität L_1' der Halbwicklung ein Wert von

$$L_{1\,erf}' = \frac{R_i'}{\omega_u} = \frac{1}{\omega_u} \frac{R_i R_B}{R_i + R_B}$$

Hinsichtlich der Induktivität der Vollwicklung bedeutet dies – da sich die Induktivitäten wie die Quadrate der Windungszahlen verhalten –

$$L_{1\,\mathrm{erf}} = 4\,L'_{1\,\mathrm{erf}} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i R_B}{R_i + R_B} \tag{149}$$

Führt man nach Gl. (147) statt R_B den Tabellenwert R_{aa} ein, kann man schreiben

$$L_{1\,\mathrm{erf}} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{R_i R_{aa}}{R_i + R_{aa}/4} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{4 R_i R_{aa}}{4 R_i + R_{aa}} \qquad \text{GB-Verstärker} \tag{150}$$

Um diese Induktivitätsforderung mit der für den GA-Verstärker vergleichen zu können, wird in Gl. (130)

$$L_{1\,\mathrm{erf}\,A} = \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i R_A}{R_i + R_A}$$

die Beziehung $R_A = 2\,R_B$ (Gl. 142) eingearbeitet. Dies ergibt

$$L_{1\,\mathrm{erf}\,A} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i R_B}{R_i + 2\,R_B}$$

Bei Gegenüberstellung dieser Gleichung mit Gl. (149) erkennt man, daß die Anforderungen an die Übertragerinduktivität in der GA-Schaltung etwas geringer als in der GB-Schaltung sind. Im übrigen darf der Ausgangsübertrager eines GB-Verstärkers genauso wie der des GA-Verstärkers ohne Luftspalt im Blechkern ausgeführt werden. Jeder der in den beiden Wicklungshälften der Primärseite fließenden Halbperiodenströme hat zwar für sich eine Gleichstromkomponente, aber da diese Komponenten den Kern in entgegengesetzten Richtungen umfließen, rufen sie keine resultierende Vormagnetisierung des Kernes hervor.

c) Gegentakt-AB-Verstärker

Der AB-Verstärker arbeitet bei kleinen Aussteuerungen wie ein A-Verstärker; mit zunehmender Aussteuerung geht er in den B-Betrieb über. Erreicht wird dieses Verhalten durch eine passend dimensionierte automatische Gittervorspannung in Verbindung mit einer festen Gitterbatterie. Mit wachsender Aussteuerung bildet sich in dem zunehmend unsymmetrischer werdenden Anodenwechselstromverlauf eine Gleichstromkomponente aus, die über den Spannungsfall $U_{k\sim}$ am Katodenwiderstand den Arbeitspunkt immer mehr in Richtung auf den unteren Kennlinienknick verschiebt. Damit sich keine zu starke Abhängigkeit der Vorspannung von der Aussteuerung ergibt, wird die Schaltung meistens so ausgelegt, daß etwa 50···75% als feste Gitterspannung einer Batterie oder einem gesonderten Netzteil entnommen werden und etwa 50···25% durch automatische Vorspannung an $R_k C_k$ entstehen (*Bild 168*). Unter Umständen kann statt der Gitterbatterie ein einzelner Gleichrichter *Gr* genommen werden, dessen Durchlaßwiderstand mit zunehmendem Strom niederohmiger wird und hierdurch den Gesamtwiderstand heruntersetzt, so daß die automatische Vorspannung der Röhre nicht strengproportional der Gleichstromkomponente ansteigt.

Bei kleiner Aussteuerung um den Arbeitspunkt A_A arbeiten beide Röhren wie beim GA-Verstärker gleichzeitig. Der Belastungswiderstand R_2 transformiert sich nach Gl. (127) auf die volle Primärseite mit $R_{aa} = 2\,R_A$; an der Halbwicklung erscheint er mit R_A. Ist der Arbeitspunkt bei großer Aussteuerung in den unteren Kennlinienknick nach A_b gerutscht, so arbeitet, wie beim B-Verstärker, jeweils nur eine Röhre. Der Belastungswiderstand R_2 erscheint jetzt an der primären Halbwicklung mit dem Wert $R_B = R_A/2$. Trotz gleichen Übersetzungsverhältnisses wird R_2 demnach an der primären Halbwicklung mit zwei ganz verschiedenen Werten wirksam, nämlich R_A beziehungsweise R_b. Dies hängt damit zusammen, daß in dem einen Fall beide Halbwicklungen und in dem anderen jeweils nur eine der beiden Halbwicklungen Wechselstrom führen. Bei dem festen Windungszahlenverhältnis hat der transformierte Widerstand jeweils immer genau den Wert, mit dem die einzelne Röhre beim GA- oder GB-Betrieb abgeschlossen sein muß, wenn sie ein Optimum an Leistung abgeben soll (vergleiche hierzu noch einmal die beiden Widerstandsgeraden im *Bild 156 c*).

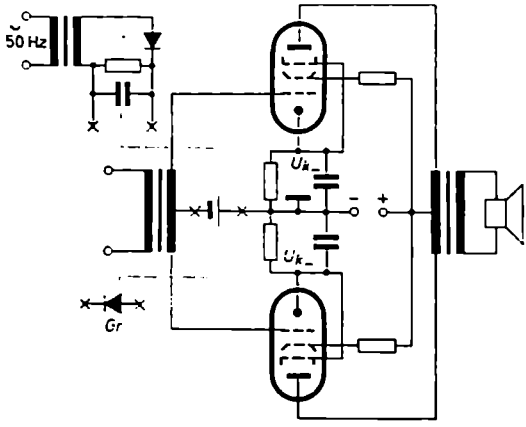


Bild 168. Prinzipschaltung eines Gegentakt-AB-Verstärkers. (Im Falle des Gleichrichters *Gr* müssen Masse und — Klemme der Speisebatterie auf die linke Anschlußseite von *Gr* verlegt werden)

Der Gegentakt-AB-Verstärker hat gegenüber dem GB-Verstärker den Vorteil eines kleineren Klirrfaktors bei geringer Aussteuerung. Dem GA-Verstärker gegenüber weist er den Vorzug einer geringeren Anodenverlustleistung auf.

Beispiel 27

Es soll die Endstufe eines Gegentaktverstärkers mit der Röhre EL 42 entworfen werden, und zwar (a) als GA- und (b) als GB-Verstärker. (Die rein rechnungsmäßige Behandlung des Verstärkers als AB-Verstärker ist zu kompliziert, da man für die verschiedenen Aussteuerungen aus dem Kennlinienfeld erst die Verzerrungen und die sich ausbildenden Gleichstromkomponenten ermitteln müßte, um dann hiermit die Arbeitspunktverschiebung zu untersuchen.) Der Belastungswiderstand R_2 sei 15 Ω. Die Anodenspannung sei gleich der Batteriespannung und habe einen Wert von 250 V. Die tiefste zu übertragende

Frequenz betrage 50 Hz. In beiden Fällen sollen an Hand des Kennlinienfeldes vom *Bild 169* und in Anlehnung an die in den vorangegangenen Abschnitten angestellten Überlegungen folgende Punkte untersucht werden:

1) Wahl des Arbeitspunktes, 2) Günstigste Größe des Röhrenbelastungswiderstandes, 3) Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers, 4) Größe der erforderlichen Primärinduktivität, 5) Abgegebene Wechselstromleistung bei voller Aussteuerung, 6) Anodenverlustleistung im Ruhezustand, 7) Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung, 8) Röhrenwirkungsgrad.

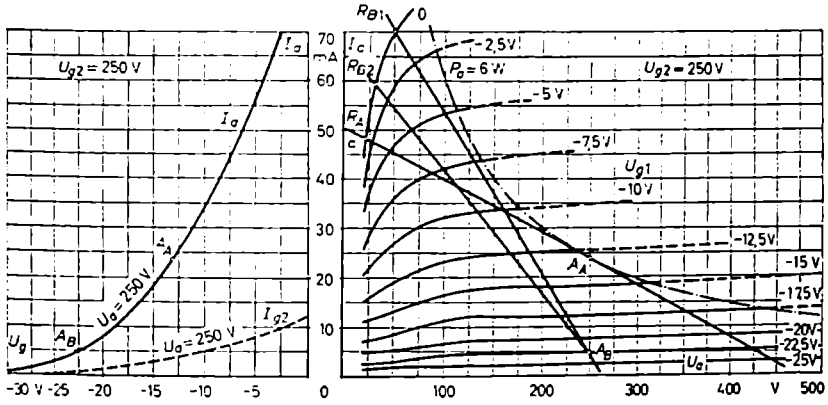


Bild 169. Zum *Beispiel 27*: Kennlinienfeld der EL 42

(a) GA-Verstärker

1) Der Arbeitspunkt A_A wird senkrecht über $U_a = U_B = 250$ V auf der 6-W-Grenzleistungskurve gewählt. Dem I_a/U_a-Diagramm entnimmt man dabei einen Anodenstrom von $I_{a\_} \approx 24$ mA und dem I_a/U_g-Diagramm eine Gittervorspannung von $U_{g1\_} = -13$ V und einen Schirmgitterstrom von $I_{g2\_} \approx 3{,}5$ mA. Damit sich diese Vorspannung einstellt, muß der Katodenwiderstand einen Wert erhalten von

$$R_k = \frac{U_{g1\_}}{I_{a\_} + I_{g2\_}} = \frac{13\ \text{V}}{27{,}5\ \text{mA}} \approx 475\ \Omega$$

2) Der optimale Außenwiderstand der einzelnen Röhre wird entsprechend *Bild 157* durch den Arbeitspunkt A_A und den Schnittpunkt a des Stromes $i_{a\,max} = 2\,I_{a\_} = 48$ mA mit der Kennlinie für $U_g = 0$ V festgelegt. Unter Benutzung von Gl. (122) ergibt sich

$$R_A = \frac{U_{a\_} - U_r}{I_{a\_}} = \frac{250\ \text{V} - 20\ \text{V}}{24\ \text{mA}} \approx 9{,}6\ \text{k}\Omega$$

3) Das Übersetzungsverhältnis muß so gewählt werden, daß $R_2 = 15\ \Omega$ an der halben Primärwicklung mit $R_A = 9{,}6$ kΩ erscheint. Dies ist nach Gl. (128) der Fall, wenn man das Gesamtübersetzungsverhältnis zu

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2\,R_A}{R_2}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 9600\ \Omega}{15\ \Omega}} = 35{,}8$$

wählt. An der primären Vollwicklung würde der 15-Ω-Belastungswiderstand erscheinen mit

$$R_{aa} = 2\,R_A = 2 \cdot 9{,}6\ \text{k}\Omega = 19{,}2\ \text{k}\Omega$$

4) Die Induktivität L_1 muß nach Gl. (130) einen Wert von

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A} = \frac{2 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 9{,}6\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s}\,(90 + 9{,}6)\ \text{k}\Omega} = 55\ \text{H}$$

haben. Für den Innenwiderstand ist hier – da der Arbeitspunkt der einzelnen Röhre des GA-Verstärkers der gleiche wie der der einfachen Endstufe ist – der Tabellenwert von 90 kΩ eingesetzt worden. Die geforderte Induktivität ist ziemlich groß. Allerdings braucht der Ausgangsübertrager wegen der fehlenden Gleichstromvormagnetisierung nicht mit Luftspalt ausgeführt zu werden.

5) Für die Höhe der von beiden Röhren insgesamt abgegebenen Wechselstromleistung liefert Gl. (132)

$$P_{\sim\,\text{ges}} = 2\,U_{a\sim}\,I_{a\sim} = (U_{a-} - U_r)\,I_{a-} = (250 - 20)\ \text{V} \cdot 24\ \text{mA} = 5{,}5\ \text{W}$$

6) Die Anodenverlustleistung hat im nichtausgesteuerten Zustand der Röhren insgesamt den Wert

$$P_{a-\,\text{ges}} = 2\,U_{a-}\,I_{a-} = 2 \cdot 250\ \text{V} \cdot 24\ \text{mA} = 12\ \text{W} \quad (= 2\,P_{a-\,\text{max zul}})$$

7) Im Betrieb bei maximaler Aussteuerung durch eine Gitterwechselspannung von $\hat{u}_{g1} = U_{g1-} = 13\ \text{V}$ oder $U_{g1\sim} = 13\ \text{V}/\sqrt{2} = 9{,}2\ \text{V}$ nimmt die Anodenverlustleistung den Wert an

$$P_a = P_{a-} - P_\sim = 12\ \text{W} - 5{,}5\ \text{W} = 6{,}5\ \text{W}$$

8) Dem entspricht nach Gl. (133) ein Wirkungsgrad der Endstufe von

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_{a-}} = \frac{5{,}5\ \text{W}}{12\ \text{W}} = 0{,}46 \quad \text{oder} \quad 46\%$$

(b) GB-Verstärker

1) Der Arbeitspunkt der Röhren eines GB-Verstärkers wird im unteren Knick der I_a/U_g-Kennlinie gewählt. Die genaue Lage ist nicht streng definiert. Um einen Vergleich mit den Angaben in den Röhrentabellen zu erhalten, wird er dort gewählt, wo ihn die Röhrenfirmen angegeben haben, also bei $U_{g1-} = -22{,}5\ \text{V}$ mit $I_{a-} = 5\ \text{mA}$ und $I_{g2-} = 0{,}8\ \text{mA}$. Dieser Arbeitspunkt ist unter der Bezeichnung A_B in die beiden Diagramme vom *Bild 169* eingezeichnet.

2) Der Anodenbelastungswiderstand R_B wird, damit die Leistungsabgabe optimal ist, so gewählt, daß seine Widerstandsgerade in den Knick der Kennlinie für $U_g = 0$ weist. Da diese Knickstelle, wie das Diagramm veranschaulicht, nicht streng definiert ist, hat man für die Lage der Widerstandsgeraden einen gewissen Spielraum. Im *Bild 169* sind zwei der Möglichkeiten mit den Bezeichnungen R_{B1} und R_{B2} eingetragen. Durch Abgreifen erhält man nach Gl. (140)

$$R_{B1} = \frac{U_{a-} - U_r}{i_a} = \frac{250\ \text{V} - 50\ \text{V}}{(70 - 5)\ \text{mA}} = \frac{200\ \text{V}}{65\ \text{mA}} = 3{,}08\ \text{k}\Omega \approx 3\ \text{k}\Omega$$

und

$$R_{B2} = \frac{250\ \text{V} - 30\ \text{V}}{(59 - 5)\ \text{mA}} = \frac{220\ \text{V}}{54\ \text{mA}} = 4{,}08\ \text{k}\Omega \approx 4\ \text{k}\Omega$$

Nach Gl. (147) gehört zu diesen R_B-Werten ein Widerstand von

$$R_{aa1} = 4\,R_{B1} = 12\ \text{k}\Omega$$

beziehungsweise

$$R_{aa2} = 4\,R_{B2} = 16\ \text{k}\Omega$$

Wie der Vergleich mit den Angaben in den Röhrentabellen ergibt, stimmt der letzte Wert von 16 kΩ mit dem Wert überein, den die Röhrenfirmen für den B-Verstärker vorschlagen.

3) Das Übersetzungsverhältnis muß nach Gl. (148) einen Wert erhalten von

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{aa1}}{R_a}} = \sqrt{\frac{12\,000\ \Omega}{15\ \Omega}} = 28{,}3$$

oder

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{aa2}}{R_a}} = \sqrt{\frac{16\,000\ \Omega}{15\ \Omega}} = 32{,}6$$

Da hier R_A nicht gleich $2\,R_B$ ist, ergeben sich abweichend von der allgemeinen Theorie für die Übersetzungsverhältnisse der Ausgangsübertrager in der GA- und GB-Schaltung verschiedene Werte.

4) Für die Induktivität L_1 der Primärwicklung erhält man nach Gl. (149), wenn man wegen des annähernd parallelen Verlaufs der Kennlinien in den Arbeitspunkten A_A und A_B auch hier für R_i den Wert von 90 kΩ in Rechnung setzt,

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_{B1}}{R_i + R_{B1}} = \frac{4 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 3\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s} \cdot 93\ \text{k}\Omega} = 37\ \text{H}$$

oder

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_{B2}}{R_i + R_{B2}} = \frac{4 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 4\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s} \cdot 94\ \text{k}\Omega} = 49\ \text{H}$$

Hiernach sind die Anforderungen an die Induktivität in der GB-Schaltung entgegen der allgemeinen Theorie geringer als in der GA-Schaltung. Dies hängt wieder damit zusammen, daß im vorliegenden Beispiel R_A nicht gleich $2\,R_B$ ist.

5) Die Höhe der Wechselstromleistung der Einzelröhre errechnet sich nach Gl. (138) für R_{B1} zu

$$P_{1\sim} = \frac{i_{a1}\,\hat{u}_{a1}}{4} = \frac{65\ \text{mA} \cdot 200\ \text{V}}{4} = 3{,}25\ \text{W}$$

und für R_{B2} zu

$$P_{1\sim} = \frac{54\ \text{mA} \cdot 220\ \text{V}}{4} = 2{,}97\ \text{W} \approx 3\ \text{W}$$

Zusammen geben dann beide Röhren eine Leistung von

$$P_{1\sim\,\text{ges}} = 6{,}5\ \text{W} \quad \text{beziehungsweise} \quad 6\ \text{W}$$

ab. Den Röhrentabellen nach müßten im letzten Fall, der für $R_{B2} = 4\ \text{k}\Omega$ oder $R_{aa} = 16\ \text{k}\Omega$ gilt, auch 6,5 W herauskommen.

6) Die Anodenverlustleistung nimmt in den Signalpausen insgesamt einen Wert an von

$$P_{a\,\text{ges}} = 2 \cdot U_{a0}\,I_{a0} = 2 \cdot 250\ \text{V} \cdot 5\ \text{mA} = 2{,}5\ \text{W}$$

7) Bei maximaler Aussteuerung mit einer Wechselspannung von $\hat{u}_{g1} = U_{g1\sim} = 22{,}5$ V oder $U_{g1\sim} \approx 16$ V steigt sie nach Gl. (143) auf einen Wert von

$$P_{a\,ges} = 2(P_{a-} - P_{\sim}) = 2(I_m U_{a-} - P_{\sim}) \qquad 2\,i_a \left(\frac{U_{a-}}{\pi} - \frac{\hat{u}_a}{4} \right)$$

Diese Formel setzt voraus, daß der Anodenruhestrom absolut Null ist, denn sonst könnte für P_{a-} nicht einfach $I_m U_{a-}$ geschrieben werden. Ist hier ein endlicher Ruhestromwert vorhanden, so muß man für die betriebliche Gleichstromleistung den Ansatz machen $(I_m + I_{a-})\,U_{a-} = P_{a-}$ und für die betriebliche Verlustleistung schreiben

$$P_{a\,ges} = 2(P_{a-} - P_{\sim}) = 2(I_m + I_{a-})\,U_{a-} - P_{\sim\,ges} = 2\left(\frac{i_a}{\pi} + I_{a-} \right) U_{a-} - P_{\sim\,ges}$$

Diese Formel liefert für den Fall, daß $R_B = 4$ kΩ ist,

$$P_{a\,ges} = 2\left(\frac{54\text{ mA}}{\pi} + 5\text{ mA} \right) 250\text{ V} - 6\text{ W} = 11{,}1\text{ W} - 6\text{ W} = 5{,}1\text{ W}$$

8) Der Wirkungsgrad der GB-Schaltung nimmt damit den Wert an

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{a-}} = \frac{6\text{ W}}{11{,}1\text{ W}} = 0{,}54 \quad \text{oder} \quad 54\,\%$$

Wie der Vergleich ergibt, ist der Wirkungsgrad des GB-Verstärkers in diesem Beispiel um etwa 8% höher als der des GA-Verstärkers.

Aufgabe 42

Gegeben sei das I_a/U_a-Kennlinienfeld der EL 84 für $U_{g2-} = 250$ V (*Bild 73*). Welche Werte von R_{aa}, $U_{g1\sim}$ und $P_{\sim\,ges}$ würden Sie für einen GB-Verstärker mit einem Arbeitspunkt A_B bei $U_{a-} = 250$ V, $I_{a-} = 10$ mA und $U_{g1-} = -11{,}6$ V auf Grund des Kennlinienfeldes als optimal mögliche Werte vorschlagen? (Die Röhrentabelle gibt an: $R_{aa} = 8$ kΩ, $U_{g1\sim} = 8$ V, $P_{\sim\,ges} = 11$ W)

d) Phasenumkehrschaltungen

Die Gegentaktschaltung verlangt an den Steuergittern ihrer beiden Röhren zwei um 180° phasenverschobene Steuerspannungen. In den bisherigen Schaltungen wurden sie von einem Eingangsübertrager mit Mittelanzapfung auf der Sekundärseite geliefert. Da Eingangsübertrager als Zwischenübertrager zwischen zwei hochohmigen Röhrenstufen selbst sehr hochohmig sein müssen, bereiten sie sowohl hinsichtlich der erforderlichen Größe der Primärinduktivität als auch ihrer Streuung und Wickelkapazität stets erhebliche Schwierigkeiten. In modernen Schaltungen wird deshalb der Eingangsübertrager durch Phasenumkehrschaltungen ersetzt [4].

Eine der bekanntesten Anordnungen ist die im *Bild 170* gezeigte sogenannte Katodynschaltung. In ihr werden die beiden Steuerspannungen für die Gegentaktschaltung an einem einzigen Röhrensystem abgenommen. Der Katodenwiderstand ist in zwei Widerstände R_{k1} und R_{k2} unterteilt. R_{k1} ist kapazitiv überbrückt und dient

nur dazu, die für die Röhre erforderliche Vorspannung zu schaffen. Die über R_{k2} abfallende Spannung $U_{2\sim}$ ist mit der Eingangsspannung $U_{e\sim}$ phasengleich, einmal weil sie durch Spannungsteilung an R_{k2} und R_g direkt aus ihr hervorgegangen ist (dieser Teil von $U_{2\sim}$ spielt aber praktisch keine Rolle) und zum anderen weil sie von dem in Phase mit der Eingangsspannung verlaufenden Anodenwechselstrom herrührt. Die am Anodenwiderstand R_a auftretende Spannung $U_{1\sim}$ hat dagegen der Eingangsspannung gegenüber eine Phase von 180°. Sind R_a und R_{k2} gleich groß und ist $R_g \gg R_{k2}$, so sind die beiden bei a und b gegen Erde auftretenden Ausgangsspannungen $U_{1\sim}$ und $U_{2\sim}$ gleich groß, aber in der Phase einander entgegengesetzt; sie können damit direkt an die Steuergitter der Gegentaktstufe gelegt werden.

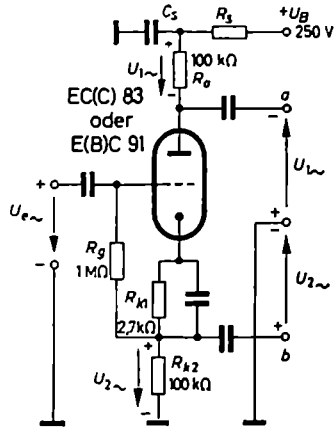


Bild 170. Katodynschaltung als Phasenumkehrstufe

Wie der Vergleich mit *Bild 139* (c) ergibt, hat die Katodynschaltung eine starke Stromgegenkopplung; ihr Gesamtverstärkungsgrad v' ist daher gering. Der genaue Wert von v' kann nicht nach Gl. (101) bis (103) berechnet werden, da in der Katodynschaltung erstens Gegenkopplungswiderstand R_{k2} und Anodenwiderstand R_a gleich groß sind und zweitens nicht nur die über R_a, sondern auch die über R_{k2} auftretende Spannung nach außen, das heißt zur Gegentaktstufe hin, weitergeleitet wird; man macht hier am besten einen neuen Ansatz. Unter der Verstärkung v' der Katodynschaltung soll wie bisher das Verhältnis der insgesamt nach außen hin abgegebenen Spannung zur aufgewendeten Eingangsspannung verstanden werden. Die Ausgangsspannung ist $U_a = U_{R_a} + U_{R_{k2}} = U_{1\sim} + U_{2\sim}$. Bei $R_a = R_{k2}$ ist $U_a = 2\,U_{2\sim}$. Die Eingangsspannung sei U_e. Sie hat, ausgedrückt durch die eigentliche Gitterwechselspannung U_g und die gegengekoppelte Spannung $U_k = U_{2\sim}$, den Wert $U_e = U_g + U_2$. Damit wird

$$v' = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_g + U_{2\sim}} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_a} + \frac{U_{2\sim}}{U_a}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + \frac{U_{2\sim}}{2\,U_{2\sim}}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + 0{,}5}$$

oder

$$v' = \frac{v}{1 + 0{,}5\,v}$$

Sofern der Ausdruck $0{,}5\,v$ im Nenner groß gegen Eins ist, ergibt sich unabhängig vom speziellen v-Wert näherungsweise

$$v' \approx 2$$

Verwendet man beispielsweise die Röhre E(B)C 91 oder die Röhre EC(C) 83, die beide in ihren Triodenwerten übereinstimmen, so kann nach dem Röhren-Hand-

buch von *Valvo* bei $U_B = 250$ V und $R_a = R_{k2} = 100\,\text{k}\Omega$ mit einer Verstärkung der Röhre von $v = 66$ gerechnet werden. Hierfür kommt die Verstärkung der vollständigen Katodynstufe sehr nahe an den Wert 2 heran. Bei einem zulässigen Klirrfaktor von 0,5% läßt sich in diesem Fall der Schaltung eine Gesamtspannung von $U_a \approx 30$ V entnehmen. Auf der Gitterseite werden hierfür 15 V benötigt.

Zu beachten ist, daß die Innenwiderstände der beiden Ausgänge dieser Schaltung stark unterschiedlich sind. Für den Ausgang *a* mit Abnahme der Spannung $U_{1\sim}$ am Anodenwiderstand R_a gilt

$$R_{ia} = R_i' \parallel R_a \qquad \text{mit} \qquad R' \approx R_i + \mu R_{k2} \qquad \text{(Gl. 110)}$$

Für den Ausgang *b* mit Abnahme der Spannung $U_{2\sim}$ am Katodenwiderstand gilt, wie der Spezialliteratur [15] entnommen werden kann,

$$R_{ib} = \frac{1}{S + \dfrac{1}{R_i}} + \frac{R_a}{1 + \mu} = \frac{R_i + R_a}{1 + \mu} \approx \frac{R_i + R_a}{\mu} = \frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}$$

Unter der Annahme, daß $R_i \approx 80\,\text{k}\Omega$, $S \approx 1{,}25\,\text{mA/V}$ und $\mu \approx 100$ sowie $R_a = R_{k2} = 100\,\text{k}\Omega$ ist, ergibt sich

$$R_{ia} = (80 + 100 \cdot 100)\,\text{k}\Omega \parallel 100\,\text{k}\Omega \approx 100\,\text{k}\Omega$$

und

$$R_{ib} \approx \frac{1}{1{,}25\,\text{mA/V}} + \frac{100\,\text{k}\Omega}{100} = 1{,}8\,\text{k}\Omega$$

Der große Unterschied in den Ausgangswiderständen dieser Umkehrstufe spielt bei der Übertragung hoher Frequenzen eine Rolle. Sie erfahren bei gleichen Kapazitäten, aber unterschiedlichem R_i verschiedene Verstärkungen und Phasendrehungen, so daß in dieser Schaltung bei hohen Frequenzen keine genaue gegentaktige Aussteuerung der Endstufe gewährleistet ist.

Eine wesentlich größere Verstärkung liefern die in den *Bildern 171* und *172* wiedergegebenen Schaltungen. Sie arbeiten mit zwei Röhren, der Verstärkerröhre *Rö 1* und der eigentlichen Phasenumkehrröhre *Rö 2*. Die am Anodenwiderstand R_{a1} des ersten Systems vom *Bild 171* (*a* oder *b*) auftretende Wechselspannung $U_{a1\sim}$ bildet einmal die Eingangswechselspannung $U_{1\sim}$ für das eine Steuergitter der Gegentaktstufe, zum anderen liegt $U_{a1\sim}$ aber auch an dem Spannungsteiler $R_1\,R_2$. Der davon über R_2 auftretende Teilbetrag wird auf das Gitter der Phasenumkehrröhre gegeben und steuert sie aus. Wählt man den Anodenwiderstand R_{a2} dieses Systems so groß wie den resultierenden Anodenwiderstand $R_{a1} \parallel (R_1 + R_2)$ des ersten Systems und richtet man den Spannungsteiler so ein, daß die sich über R_2 ausbildende Spannung $U_{R2\sim}$ genauso groß wie die Eingangsspannung $U_{e\sim}$ ist, so hat die Anodenwechselspannung $U_{a2\sim}$ den gleichen Betrag wie $U_{a1\sim}$, ihr gegenüber aber einen Phasenunterschied von 180°.

Während sich die beiden Schaltbilder (*a* und *b*) im *Bild 171* nur in der zeichnerischen Darstellung unterscheiden, wurde im *Bild 172* eine kleine schaltungstechnische Abwandlung vorgenommen. Beide Röhren haben einen gemeinsamen Kat-

odenwiderstand R_k. Sind die Wechselströme der beiden Systeme wirklich gleich groß und genau gegenphasig, so entsteht über R_k keine Wechselspannung, so daß dieser Widerstand nicht kapazitiv überbrückt zu werden braucht. Sind die beiden

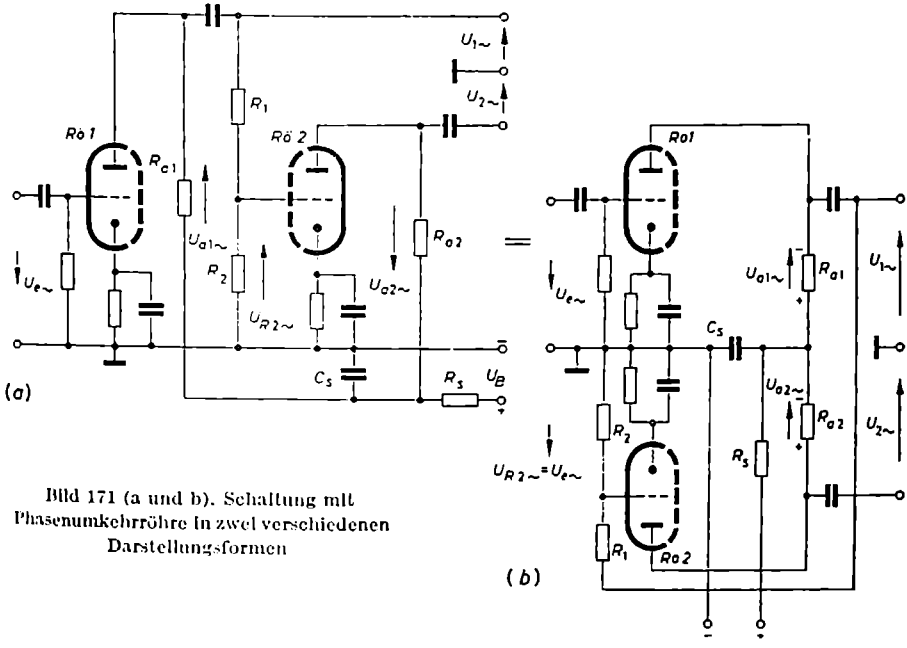


Bild 171 (a und b). Schaltung mit Phasenumkehrröhre in zwei verschiedenen Darstellungsformen

Wechselströme ungleich, so symmetriert sich die Schaltung in gewissen Grenzen selbst. Ist beispielsweise der Wechselstrom in Röhre *1* etwas größer, so bildet sich an R_k eine kleine Wechselspannung aus. Sie bedeutet für Röhre *1* eine Gegenkopplung und reduziert ihre Verstärkung etwas. Zugleich bedeutet sie für Röhre *2* eine Mitkopplung, so daß sie ihre Verstärkung etwas anhebt. Durch einen zusätzlichen Katodenwiderstand R_{k2} kann die sich symmetrierende Wirkung der Schaltung erhöht werden. Bei den dem Schaltbild beigefügten Zahlenworten erreicht man eine Verstärkung von

$$\frac{U_{1\sim}}{U_{e\sim}} = \frac{U_{2\sim}}{U_{e\sim}} \approx 58$$

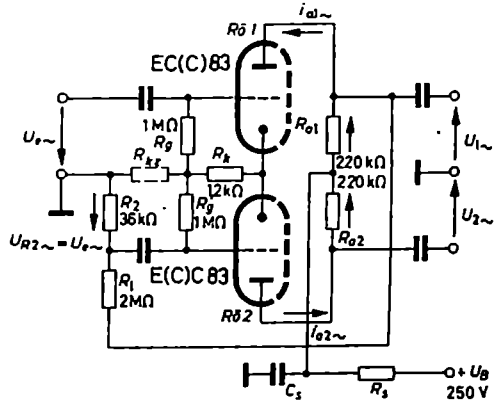


Bild 172 (a und b). Schaltung mit Phasenumkehrröhre und einem gemeinsamen Katodenwiderstand für beide Röhrensysteme

Bei einem Klirrfaktor von 0,5% können der Schaltung Wechselspannungen bis etwa 4 V entnommen werden.

10. Lautsprecheranschluß

a) Angepaßter Anschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Widerstands- und Leistungsdaten

In den bisherigen Schaltungen wurden die Verstärker mit nur einem Lautsprecher abgeschlossen. Der Eingangswiderstand des Lautsprechers wurde als verhältnismäßig niederohmig (4···25 Ω) und der einfacheren Rechnung wegen als reell angesehen. Die Annahme, daß der Lautsprecher einen reellen Eingangswiderstand

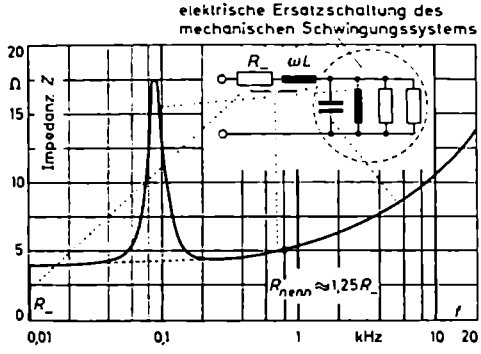


Bild 173. Frequenzgang des Scheinwiderstandes eines elektrodynamischen Lautsprechers

hat, ist in Wirklichkeit nicht ganz berechtigt, jedenfalls nicht bei den sehr tiefen Frequenzen in der Umgebung der mechanischen Eigenresonanz der Lautsprechermembran und bei den höheren Frequenzen ab etwa 2000 Hz (vergleiche hierzu *Bild 173*, das den grundsätzlichen Scheinwiderstandsverlauf eines dynamischen Lautsprechers zeigt). Dort, wo das Schwergewicht der menschlichen Sprache liegt, also etwa bei 700···1000 Hz, kann der Eingangswiderstand allerdings mit guter Annäherung als reell angesehen werden. Als Faustregel gilt, daß der Lautsprecher bei 800 Hz einen Scheinwiderstand oder eine Impedanz hat, die gleich dem 1,25-fachen des Gleichstromwiderstandes der Lautsprecherschwingspule ist. Es ist üblich, alle Angaben über Lautsprecherwiderstände (Lautsprecherimpedanzen) auf 800 Hz zu beziehen.

Im folgenden sollen zwei Lautsprecher mit den Eingangswiderständen R_1 und R_2 und der maximalen Belastbarkeit $P_{1\,max\,zul}$ und $P_{2\,max\,zul}$ so an eine Endpentode angeschlossen werden, daß sich die Röhrenleistung im Verhältnis der maximalen Lautsprecherleistungen auf die beiden Lautsprecher aufteilt und die Röhre insgesamt mit ihrem optimalen Widerstand abgeschlossen wird. Wie müssen die Übersetzungsverhältnisse der Ausgangsübertrager gewählt werden? Lautsprecher unterschiedlicher Belastbarkeit und ungleichen Widerstandes dürfen strenggenommen

nicht einfach parallel an den Ausgangsübertrager angeschlossen werden. Man kann ihren resultierenden Parallelwiderstand zwar ohne weiteres so auf die Primärseite transformieren, daß er dort mit dem geforderten Wert $R_{a\,opt}$ erscheint, im ungünstigen Fall kann dabei aber einer der beiden Lautsprecher überlastet werden. Hat

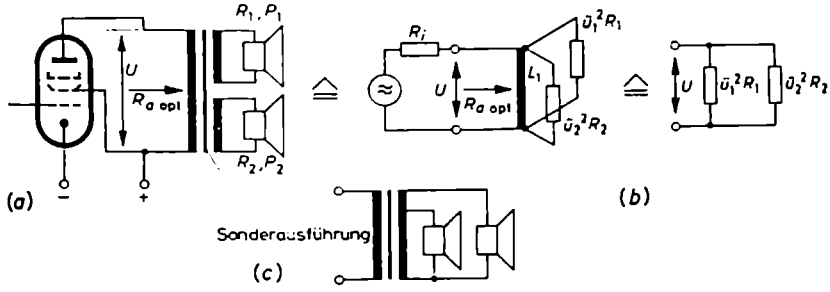


Bild 174 (a bis c). Exakter Parallelanschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Daten

zum Beispiel der eine Lautsprecher die Daten $R_1 = 5\ \Omega$ und $P_{1\,max\,zul} = 2$ W und der andere die Daten $R_2 = 15\ \Omega$ und $P_{2\,max\,zul} = 6$ W, so würde bei einer vom Verstärker insgesamt abgegebenen Leistung von nur $P = 5$ W die resultierende Spannung an den parallelen Schwingspulen

$$U = \sqrt{P R_{ges}} = \sqrt{5\,\text{W}\,\frac{5 \cdot 15}{20}\,\Omega} = 4{,}33\ \text{V}$$

sein. Bei dieser Spannung würde der erste Lautsprecher, der nur 2 W verträgt, eine Leistung von $P_1 = \dfrac{U^2}{R_1} = \dfrac{(4{,}33\ \text{V})^2}{5\ \Omega} = 3{,}75$ W erhalten und somit überlastet werden.

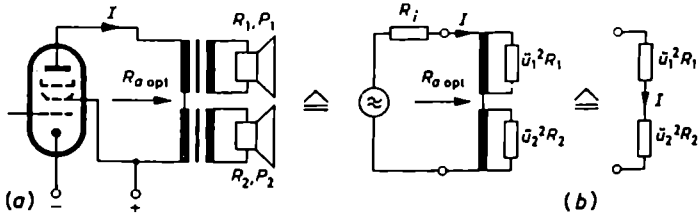


Bild 175 (a und b). Exakter Reihenanschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Daten

Im Prinzip gibt es zwei Schaltmöglichkeiten für den exakten Anschluß von zwei Lautsprechern unterschiedlicher Leistung. Sie sind in den *Bildern 174* (*a*) und *175* (*a*) dargestellt. Im ersten Bild liegen die beiden Lautsprecher, wie die Ersatzschaltung im *Bild 174* (*b*) veranschaulicht, von der Primärseite aus gesehen, parallel zueinander. In der zweiten Schaltung sind sie nach der Ersatzschaltung im *Bild 175* (*b*) in Reihe geschaltet.

Schaltung nach *Bild 174*

Bei der Berechnung der erforderlichen Übersetzungsverhältnisse geht man davon aus, daß die beiden Lautsprecherwiderstände auf der Primärseite mit einem Widerstand von insgesamt $R_{a\,opt}$ erscheinen müssen. Bei genügend großer Induktivität L_1 kann, zumindest für den mittleren Frequenzbereich, angesetzt werden

$$R_{a\,opt} = \ddot{u}_1^2 R_1 \,||\, \ddot{u}_2^2 R_2$$

Dieser Ausdruck stellt die erste von den beiden Gleichungen dar, die man zur Berechnung der beiden Unbekannten $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ benötigt. Die zweite Gleichung gewinnt man aus der Betrachtung der Leistungen. Da die beiden transformierten Lautsprecherwiderstände im Ersatzschaltbild an der gleichen Spannung U liegen, nehmen sie eine Leistung $P_1' = U^2/\ddot{u}_1^2 R_1$ beziehungsweise $P_2' = U^2/\ddot{u}_2^2 R_2$ auf. Diese Leistungen sollen sich wie die maximal zulässigen Leistungen verhalten. Es muß daher sein

$$\frac{P_1'}{P_2'} = \frac{U^2}{\ddot{u}_1^2 R_1} \frac{\ddot{u}_2^2 R_2}{U^2} = \frac{\ddot{u}_2^2 R_2}{\ddot{u}_1^2 R_1} = \frac{P_{1\,max\,zul}}{P_{2\,max\,zul}}$$

Dies ist die zweite Gleichung zur Berechnung von $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$. Die Auflösung der beiden Gleichungen nach $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ ergibt

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_1}\left(1 + \frac{P_{2\,max\,zul}}{P_{1\,max\,zul}}\right)}$$

und

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_2}\left(1 + \frac{P_{1\,max\,zul}}{P_{2\,max\,zul}}\right)}$$

Ist wie oben $R_1 = 5\ \Omega$, $P_{1\,max\,zul} = 2\,W$, $R_2 = 15\ \Omega$ und $P_{2\,max\,zul} = 6\,W$, so wird, wenn die Endröhre optimal mit $R_{a\,opt} = 5\,k\Omega$ zu belasten ist,

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{5\ \Omega}\left(1 + \frac{6\,W}{2\,W}\right)} = 63{,}3$$

und

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{15\ \Omega}\left(1 + \frac{2\,W}{6\,W}\right)} = 21{,}1$$

Schaltung nach *Bild 175*

In diesem Fall setzt sich, wie aus der Ersatzschaltung im *Bild 175 (b)* hervorgeht der wirksame Anodenwiderstand aus der Summe der transformierten Lautsprecherwiderstände zusammen. Bedenkt man, daß von der Röhrenseite aus gefordert wird, daß die Summe den Wert $R_{a\,opt}$ annimmt, so kann als erste Bestimmungsgleichung für $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ geschrieben werden

$$R_{a\,opt} = \ddot{u}_1^2 R_1 + \ddot{u}_2^2 R_2$$

Die Leistungsbedingung läßt sich, da jetzt nicht die Spannung U, sondern der Strom I in den transformierten Widerständen der gleiche ist, folgendermaßen formulieren:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{I^2 \ddot{u}_1^2 R_1}{I^2 \ddot{u}_2^2 R_2} = \frac{\ddot{u}_1^2 R_1}{\ddot{u}_2^2 R_2} = \frac{P_{1\,\max\,zul}}{P_{2\,\max\,zul}}$$

Die Auswertung der beiden Formeln ergibt

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_1} \cdot \frac{P_{1\,\max\,zul}}{(P_1 + P_2)_{\max\,zul}}}$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_2} \cdot \frac{P_{2\,\max\,zul}}{(P_1 + P_2)_{\max\,zul}}}$$

In dem angeführten Zahlenbeispiel wird

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{5000\,\Omega}{5\,\Omega} \cdot \frac{2\,\mathrm{W}}{(2 + 6)\,\mathrm{W}}} = 15{,}8$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{5000\,\Omega}{15\,\Omega} \cdot \frac{6\,\mathrm{W}}{(2 + 6)\,\mathrm{W}}} = 15{,}8$$

Daß die beiden Übersetzungsverhältnisse hier den gleichen Wert erhalten, ist rein zufällig.

b) Anschluß von Tiefton- und Hochtonlautsprechern

Die Abstrahlungsverhältnisse in den einzelnen Frequenzbereichen eines Lautsprechers sind verschiedenartig. Bei tiefen Frequenzen schwingt die Lautsprechermembran als ganzer Kolben hin und her. Bei höheren Frequenzen schwingt praktisch nur der innere Membrankegel. Über 5000 Hz werden die Schwingungsverhältnisse wesentlich verwickelter. Die einzelnen Zonen der Membranfläche schwingen in verschiedenen Phasen, zum Teil sogar gegenphasig. Die Folge ist, daß sich die Schallwellen in bestimmten Richtungen gegenseitig auslöschen. Für Frequenzen über 10000 Hz ist das wirksame Gewicht der Membran – vor allem dann, wenn der Lautsprecher zur wirkungsvollen Abstrahlung tiefer Frequenzen mit einer großen Membran ausgerüstet ist – so groß, daß sie wegen ihrer Massenträgheit diese Schwingungen nicht mehr mitmachen und deshalb Töne über 10000 Hz nicht mehr abstrahlen kann. Hinzu kommt folgendes: Soll ein Lautsprecher gleichzeitig neben starken tiefen auch hohe Frequenzen abstrahlen, so macht sich bei den großen Schwingamplituden der Membran ein Dopplereffekt bemerkbar. Die hohen Töne werden jetzt nicht mehr von einer ruhenden Schallquelle, sondern von einer sich während einer Tieftonperiode einmal weit nach vorn und einmal weit nach hinten

bewegenden Schallquelle abgestrahlt. Diese Doppelbewegung der Membran bedingt eine zusätzliche Phasenmodulierung der hohen Töne, die sich gehörmäßig als Verzerrung bemerkbar macht.

Aus den genannten Vorgängen ergibt sich, daß ein Lautsprecher je nach seiner Größe immer nur einen bestimmten Frequenzbereich günstig und verzerrungsfrei abstrahlt und daß es für eine hochwertige Klangwiedergabe eines breiten Frequenzbandes besser ist, mehrere Lautsprecher zu verwenden. Im einfachsten Fall ist ein Tieftonlautsprecher mit einem Hochtonlautsprecher zu kombinieren. Damit den Lautsprechern in der Kombination nur die Frequenzen zugeführt werden, die sie leistungsmäßig zu verarbeiten und abzustrahlen vermögen, werden ihnen Frequenz-

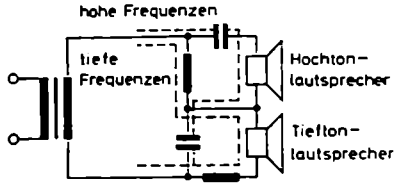


Bild 176. Frequenzweiche bei Reihenschaltung eines Tiefton- und Hochtonlautsprechers

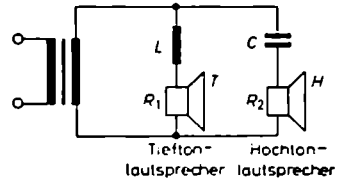


Bild 177. Frequenzweiche bei Parallelschaltung eines Tiefton- und Hochtonlautsprechers

weichen vorgeschaltet. Besonders die statischen Hochtöner sind gegen eine zu starke Beanspruchung durch die energiereichen Schwingungen tiefer Frequenzen sehr empfindlich. Bei einer Reihenschaltung der beiden Lautsprecher hat die Frequenzweiche ein Aussehen nach *Bild 176*. Unter Umständen muß dabei aus Leistungsgründen der Hochtonlautsprecher über einen besonderen Übertrager gespeist werden. Sollen die Lautsprecher wegen einer günstigeren Anpassung parallel angeschlossen werden, kann eine Weiche nach *Bild 177* gewählt werden.

Die Speisung des einzelnen Lautsprechers in der Schaltung nach *Bild 177* hört frequenzmäßig praktisch dort auf, wo die Grenzfrequenzen der beiden aus R_1 und L beziehungsweise R_2 und C bestehenden parallelen Widerstandszweige liegen. Der Tieftonlautsprecher hat seine Grenzfrequenz dort, wo $\omega_o L = R_1$, der Hochtonlautsprecher dort, wo $1/\omega_u C = R_2$ ist. Hieraus folgt

$$\omega_o = \frac{R_1}{L} = \frac{1}{\tau_L} \qquad \text{und} \qquad \omega_u = \frac{1}{C R_2} = \frac{1}{\tau_C}$$

Läßt man die obere Grenzfrequenz ω_o des Tieftöners und die untere Grenzfrequenz ω_u des Hochtöners zusammenfallen, so müssen die Zeitkonstanten τ_L und τ_C übereinstimmen. Haben beide Lautsprecher zufällig den gleichen Widerstand R, so ergibt sich interessanterweise, daß der Eingangswiderstand Z der Lautsprecherkombination erstens unabhängig von der Frequenz, zweitens immer reell und drittens gleich R ist.

Beweis:

$$\mathfrak{Z}_1 = R + \mathrm{j}\omega L = R\left(1 + \mathrm{j}\omega\frac{L}{R}\right) = R(1 + \mathrm{j}\omega\tau_L) \qquad R(1 + \mathrm{j}\omega\tau)$$

$$\mathfrak{Z}_2 = R - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C} \qquad R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega CR}\right) = R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau_C}\right) = R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)$$

$$\mathfrak{Z} = \frac{\mathfrak{Z}_1 \cdot \mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2} = \frac{R^2(1 + \mathrm{j}\omega\tau)\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)}{R\left(1 + \mathrm{j}\omega\tau + 1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)} = R\,\frac{1 + \frac{\omega\tau}{\omega\tau} + \mathrm{j}\left(\omega\tau - \frac{1}{\omega\tau}\right)}{2 + \mathrm{j}\left(\omega\tau - \frac{1}{\omega\tau}\right)} = R$$

Die Grenzfrequenz oder die Überlappungszone der beiden Lautsprecher wird meistens nach dem akustischen Schwerpunkt der Sprache zwischen 700···900 Hz gewählt. Die Dimensionierung ergibt dann folgendes: Haben Tief- und Hochtonlautsprecher einen Widerstand von zum Beispiel $R = 4\ \Omega$ und soll die Überlappungszone bei 800 Hz liegen, so muß die Drossel eine Induktivität erhalten von

$$L = \frac{R}{\omega} = \frac{4\ \Omega}{2\pi \cdot 800\,\mathrm{s}^{-1}} \approx 0{,}8\,\mathrm{mH}$$

und der Kondensator eine Kapazität von

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{2\pi \cdot 800\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 4\ \Omega} \approx 50\,\mu\mathrm{F}$$

Da Hochtonlautsprecher in vielen Fällen hochohmiger als Tieftöner sind, kommt man in der Praxis meistens mit 4···10 µF aus. Wenn der Tieftonlautsprecher schon von sich aus die hohen Frequenzen nur begrenzt abstrahlt, dann kann die Drossel vor ihm eingespart werden.

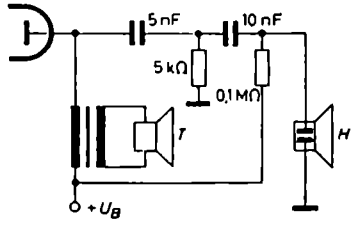


Bild 178. Anschluß und Speisung eines elektrostatischen Hochtonlautsprechers

Bei der Anschaltung eines elektrostatischen Lautsprechers, der eine Umkehrung des Kondensatormikrofons darstellt, wird eine Gleichspannung benötigt; sie läßt sich, da praktisch keine Leistung erforderlich ist, der Anodenspannungsquelle entnehmen. Nach *Bild 178* wird sie dem statischen Lautsprecher, der einpolig an Masse liegt, über einen Schutzwiderstand von 0,1 MΩ zugeführt. Für seine Tonfrequenzversorgung, die auf der Primärseite des Ausgangsübertragers, also direkt an der Anode der Endröhre abgenommen wird, ist ein Spannungsteiler aus 5 nF und 5 kΩ vorgesehen. Der 10-nF-Kondensator verhindert den Kurzschluß der Anodengleichspannung über den 5-kΩ-Widerstand nach Masse hin.

c) 100-V-Ausgang

Im vorletzten Abschnitt ist gezeigt worden, wie man entsprechend den Anpassungsbedingungen zwei Lautsprecher unterschiedlicher Daten mit einem eigens hierfür entworfenen Übertrager an ein bestimmtes Verstärkergerät anschalten kann. Das Verfahren der Verwendung solcher Spezialübertrager ist für eine allgemeine Anwendung zu unbequem und unwirtschaftlich. Eine andere Möglichkeit besteht darin, jedem Lautsprecher einen Übertrager beizuordnen, der auf der Primärseite mehrere Abgriffe hat. Mit den geschickt gewählten Anzapfungen lassen sich nach kurzer Rechnung die verschiedenen Lautsprecherkombinationen an die jeweiligen Verstärkerausgänge genügend gut angepaßt anschließen.

In den letzten Jahren hat sich – vor allem in der Technik der Schallversorgung größerer Räume mit Hilfe von Verstärkeranlagen – eine gewisse Normung vollzogen, um dem Durcheinander der verschiedenen Verstärker mit ihren unterschiedlichen Ausgangswiderständen und dem der Lautsprecher mit ihren vielfältigen Anschlußwerten zu begegnen. Die Normung besteht darin, daß man den Verstärkern einen sogenannten 100-V-Ausgang gibt und die Lautsprecher mit der „100-V-Anpassung" versieht; bei diesem Verfahren hat das Starkstromnetz Pate gestanden. Von ihm weiß man, daß es wegen seiner außerordentlichen Niederohmigkeit eine praktisch konstante Spannung abgibt. Man kann dem Netz, ohne daß seine Spannung merklich zusammenbricht, durch Anschließen mehrerer Verbraucher in weiten Grenzen so viel Strom – genauer gesagt so viel Leistung – entziehen, wie man gerade benötigt. Die Grenze der Belastung ist durch den bei der Planung des Netzes festgelegten maximal zulässigen Anschlußwert gegeben. Auf der anderen Seite sind die starkstromtechnischen Verbraucher mit ihren verschiedenen Leistungsaufnahmen so ausgelegt, daß sie alle den gleichen Spannungswert, beispielsweise 220 V, haben.

In ähnlicher Weise ist man auch bei den NF-Verstärkern vorgegangen, vorwiegend denen für elektroakustische Übertragungsanlagen. Diese Verstärkeranlagen sind in den meisten Fällen keinem festen Verbraucherkreis zugeordnet; sie sollen in der Lage sein, an verschiedenen Orten eingesetzt zu werden und je nach Bedarf eine mehr oder weniger große Anzahl von Lautsprechern mit unterschiedlichen Leistungsaufnahmen zu speisen. Dies läßt sich erreichen, wenn man den Innenwiderstand des Verstärkers sehr niederohmig macht. Die Geräte geben dann an Verbraucher mit höheren Eingangswiderständen eine konstante Spannung ab. Der absolute Wert dieser Spannung kann beliebig gewählt werden. Durch einen passenden Transformator kann der Spannung praktisch jeder Wert erteilt werden, also beispielsweise 100 V wie in Deutschland oder 30 und 50 V wie im Ausland. Die Hauptsache ist, daß die anzuschließenden Lautsprecher so ausgelegt sind, daß sie bei Nennleistung den gleichen Spannungswert haben.

Ein Verstärker mit einem niederohmigen Ausgang für 100 V gibt bei maximaler Eingangsspannung die 100 V unabhängig davon ab, ob er schwach oder stark belastet wird oder gar leer läuft. Dies bedeutet, daß an den Verstärker, solange die Grenze seiner Belastbarkeit nicht erreicht wird, beliebig viele 100-V-Lautsprecher angeschlossen werden können. Jeder angeschlossene Lautsprecher nimmt dabei,

da er mit 100 V gespeist wird, seine Nennleistung auf. Das einzige, worauf beim Anschließen mehrerer Lautsprecher geachtet werden muß, ist, daß die Summe der Leistungen gleich oder kleiner als die Nennleistung des Verstärkers bleibt. So können zum Beispiel an einen 25-W-Verstärker insgesamt zwei 3-W-, ein 6-W- und ein 12,5-W-Lautsprecher angeschlossen werden.

Die 100-V-Lautsprecher haben einen Eingangswiderstand, der sich entsprechend der Formel $P = U^2/R$ zu

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P_\sim} \tag{151}$$

errechnet. So hat zum Beispiel ein 3-W-Lautsprecher einen Eingangswiderstand von $(100\ \mathrm{V})^2/3\ \mathrm{W} = 3333\ \Omega$ und ein 25-W-Lautsprecher einen solchen von 400 Ω. Hiermit kann die Grenze der Belastbarkeit eines 25-W-Verstärkers auch so beschrieben werden, daß man sagt, es darf der resultierende Widerstand aller parallelen Lautsprecher nicht kleiner als 400 Ω werden.

Wie erreicht man nun den niederohmigen 100-V-Ausgang eines Verstärkers? Absolut Null kann sein Innenwiderstand nie gemacht werden. Niederohmig bedeutet hier lediglich, daß der Verstärkerinnenwiderstand klein gegenüber seinem Nennbelastungswiderstand ist. Im Fall eines 25-W-Verstärkers muß der Innenwiderstand beispielsweise klein gegenüber 400 Ω sein. Den niedrigen Innenwiderstand erreicht man durch Anwendung einer genügend starken Spannungsgegenkopplung. Nach Gl. (107) setzt die Spannungsgegenkopplung den Innenwiderstand R_i einer Schaltung um den Faktor $(1 + \mu K)$ auf

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \mu K}$$

herunter. Da um etwa den gleichen Wert auch die Verstärkung abnimmt, muß man einen Kompromiß zwischen der Niederohmigkeit und dem Verstärkungsrückgang schließen. In der Praxis läßt man zu, daß die Ausgangsspannung zwischen Nennlast und Leerlauf maximal im Verhältnis 1 : 1,3 steigt; als erstrebenswert wird ein Verhältnis von 1 : 1,1 angesehen.

Aus dem zulässigen Anstieg der Klemmenspannung läßt sich die Höhe des erlaubten sekundärseitig wirksamen Innenwiderstandes R_{i2}' ermitteln. Wie man sich an Hand eines Ersatzschaltbildes für den Verstärkerausgang klarmachen kann, gilt auf Grund der Spannungsteilerregel, wenn man die Nennspannung mit U_{2n}, die Nennlast mit R_{2n} und den sekundärseitig in Erscheinung tretenden Innenwiderstand bei Gegenkopplung mit R_{i2}' bezeichnet,

$$\frac{U_{2n}}{U_l} = \frac{R_{2n}}{R_{i2}' + R_{2n}}$$

Da die Leerlaufspannung U_l gleich dem 1,1···1,3fachen der Nennspannung U_{2n} sein darf, ergibt sich

$$\frac{U_{2n}}{(1{,}1 \cdots 1{,}3)\, U_{2n}} = \frac{R_{2n}}{R_{i2}' + R_{2n}}$$

und daraus

$$R_{i2}' \leq 0{,}1 \cdots 0{,}3\, R_{2n} \tag{152}$$

Der 100-V-Ausgang eines 25-W-Verstärkers, dessen Nennbelastung $R_{2n} = 400\ \Omega$ ist, darf also einen Innenwiderstand von maximal $R'_{i2} = 40\ \Omega \cdots 120\ \Omega$ haben.

Im übrigen wird die Dimensionierung der Ausgangsstufe eines solchen Verstärkers ganz normal vorgenommen. Durch die Nennlast und die verlangte Ausgangsspannung von 100 V liegt der Nennbelastungswiderstand R_{2n} fest. Der Ausgangsübertrager wird übersetzungsmäßig so bemessen, daß er R_{2n} primärseitig auf den für die Endröhre günstigen Wert $R_{a\,opt}$ transformiert. Die Gegenkopplung spielt hierbei keine Rolle, da eine Röhre mit oder ohne Gegenkopplung immer auf den gleichen optimalen Widerstand arbeiten muß. Unter Vernachlässigung der Übertragungsverluste ergibt sich also im Fall

einer einfachen Endstufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = R_{a\,opt}$

einer Gegentakt-A-Stufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = 2\,R_A = R_{aa}$-Wert der Röhrentabelle

einer Gegentakt-B-Stufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = 4\,R_B = R_{aa}$-Wert der Röhrentabelle

Hieraus folgt für das Übersetzungsverhältnis ein Wert von

$$\left.\begin{aligned} \ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} &= \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_{2n}}} \quad \text{(einfache Endstufe)} \\ \text{beziehungsweise von} \qquad & \\ \ddot{u} &= \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_{2n}}} \quad \text{(GA- oder GB-Stufe)} \end{aligned}\right\} \tag{153}$$

In ähnlicher Weise wie der Lastwiderstand, mit $\ddot{u}^2$ multipliziert, den primärseitigen Wert des Verbraucherwiderstandes angibt, charakterisiert der Verstärkerinnenwiderstand R'_i, durch das gleiche $\ddot{u}^2$ dividiert, den auf der Sekundärseite erscheinenden Innenwiderstand R'_{i2} des gegengekoppelten Vorstärkers. Also gilt

$$R'_{i2} = R'_i/\ddot{u}^2$$

oder

$$R'_i = \ddot{u}^2 R'_{i2}$$

Da nun R'_{i2} nach Gl. (152) gleich $(0{,}1 \cdots 0{,}3)\ R_{2n}$ sein soll, ergibt sich als Anforderung an den primärseitigen Innenwiderstand des gegengekoppelten Verstärkers

$$R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\ \ddot{u}^2 R_{2n}$$

Führt man für die verschiedenen Endstufenarten die $\ddot{u}$-Werte aus Gl. (153) ein, so erhält man bei

$$\left.\begin{aligned} &\text{einer einfachen Endstufe} \quad R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\ R_{a\,opt} \\ \text{und} \quad &\text{einer Gegentaktstufe} \quad R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\ R_{aa} \end{aligned}\right\} \tag{154}$$

Daraus, daß das R_i einer Schaltung ohne Gegenkopplung in einer einfachen Endstufe gleich dem R_i der Röhre, in einer Gegentakt-A-Schaltung gleich dem doppel-

ten Wert des Röhreninnenwiderstandes und in einer Gegentakt-B-Schaltung sogar gleich dem Vierfachen des Röhreninnenwiderstandes ist, folgt für den erforderlichen Gegenkopplungsgrad $1 + \mu K$ bei

$$\left.\begin{aligned}
&\text{einer einfachen Endstufe} && 1 + \mu K = \frac{R_i}{R'_{i\,erf}} = \frac{R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\, R_{a\,opt}} \\
&\text{einer Gegentakt-A-Stufe} && 1 + \mu K = \frac{2\, R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\, R_{aa}} \\
&\text{einer Gegentakt-B-Stufe} && 1 + \mu K = \frac{4\, R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\, R_{aa}}
\end{aligned}\right\} \qquad (155)$$

Nach diesen Formeln muß der Gegenkopplungsfaktor K bestimmt werden.

Beispiel 28

Ein Verstärker mit einer EL 34 in der Endstufe soll einen 100-V-Ausgang erhalten. Die Hauptdaten der Ausgangsstufe sind zu entwerfen. Nach der Röhrentabelle gibt die EL 34 im Eintakt-A-Betrieb bei $U_B = 265$ V beziehungsweise $U_{a\sim} = 250$ V und $k = 10\%$ eine Leistung von $P_\sim = 11$ W ab. In dem vorgesehenen Arbeitspunkt hat sie eine Steilheit von $S = 11$ mA/V und einen Innenwiderstand von $R_i = 15$ kΩ; mit $R_{a\,opt} = 2$ kΩ soll sie abgeschlossen werden.
Aus $P_\sim = 11$ W und $U_2 = 100$ V ergibt sich an Hand von Gl. (151) ein Nennbelastungswiderstand von

$$R_{2n} = \frac{U_2^2}{P_\sim} = \frac{(100\,\text{V})^2}{11\,\text{W}} = 910\,\Omega$$

Der Ausgangsübertrager muß, damit dieser Belastungswiderstand auf der Primärseite mit dem Wert $R_{a\,opt} = 2$ kΩ erscheint, ein Übersetzungsverhältnis erhalten von

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_{2n}}} = \sqrt{\frac{2\,\text{k}\Omega}{0{,}91\,\text{k}\Omega}} = 1{,}483$$

Läßt man zu, daß die Ausgangsspannung bei Leerlauf um den Faktor 1,2 größer als bei Nennlast ist, so muß der primärseitig wirksame Innenwiderstand des Verstärkers nach Gl. (152) einen Wert erhalten von

$$R'_{i\,erf} = 0{,}2\, R_{a\,opt} = 0{,}2 \cdot 2\,\text{k}\Omega = 0{,}4\,\text{k}\Omega$$

Da der Röhreninnenwiderstand $R_i = 15$ kΩ ist, hat man nach Gl. (107) die Gegenkopplung so auszulegen, daß

$$1 + \mu K = \frac{R_i}{R'_{i\,erf}} = \frac{15\,\text{k}\Omega}{0{,}4\,\text{k}\Omega} = 37{,}5$$

wird. Nimmt man an, daß die Gegenkopplungsspannung auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgegriffen und auf die Katode der vorletzten Röhre zurückgekoppelt wird und daß diese beiden Stufen bis zum Ausgang hin ohne GK eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 2 \cdot 10^4$ haben, so ergibt sich für den erforderlichen Gegenkopplungsfaktor ein Wert von

$$K = \frac{37{,}5 - 1}{2 \cdot 10^4} \approx 1{,}8 \cdot 10^{-3}$$

Beispiel 29

Es ist der 100-V-Ausgang einer Gegentakt-B-Stufe mit 2 Röhren EL 34 für $P_\sim = 45$ W zu entwerfen. Laut Röhrentabelle soll die Gegentaktschaltung ein $R_{aa} = 4$ kΩ haben. Es ergeben sich folgende Daten:

$$R_{2a} = \frac{U_2^2}{P_\sim} = \frac{(100\,\mathrm{V})^2}{45\,\mathrm{W}} = 222\,\Omega$$

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_{2a}}} = \sqrt{\frac{4000}{222}} = 4{,}25$$

$$R'_{ieff} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{aa} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,4\,\mathrm{k\Omega} = 400\,\Omega \cdots 1{,}2\,\mathrm{k\Omega}$$

$$1 + \mu K = \frac{4\,R_i}{R'_{ieff}} = \frac{4 \cdot 15\,\mathrm{k\Omega}}{(0{,}4 \cdots 1{,}2)\,\mathrm{k\Omega}} = 150 \cdots 50$$

IV. Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasisschaltungen

Eine Triode hat die drei Elektroden Katode, Gitter und Anode. An je zwei von ihnen wird die Eingangsschaltung beziehungsweise die Ausgangsschaltung angeschlossen. Dabei ergibt sich notwendigerweise, daß eine der drei Elektroden sowohl zur Ein- als auch zur Ausgangsschaltung gehört. Diese Elektrode bildet die „Basis" der Schaltung. Wechselstrommäßig wird sie meistens geerdet, da man aus Gründen definierter Potentialverhältnisse Ein- und Ausgangskreis gern einpolig an Erde oder Masse legt.

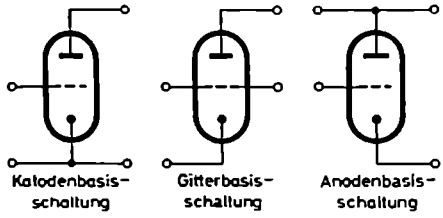


Bild 179. Grundschaltungen einer Elektronenröhre

Je nachdem, welche der drei Elektroden die Bezugselektrode bildet, unterscheidet man die Katodenbasis-, die Gitterbasis- und die Anodenbasisschaltung; sie sind schematisch und ohne die Gleichstromversorgung im *Bild 179* dargestellt. Da eine Verstärkerpentode wechselstrommäßig ebenfalls nur drei wirksame Elektroden hat – Bremsgitter und Schirmgitter liegen auf konstantem Gleichspannungspotential –, gilt für sie das gleiche.

1. Katodenbasisschaltung

Alle bisher besprochenen Röhrenschaltungen waren Katodenbasisschaltungen. Die Eingangsspannung wurde zwischen Gitter und Katode zugeführt und die verstärkte Ausgangsspannung zwischen Anode und Katode abgenommen. Die Katode bildete

den gemeinsamen, wechselstrommäßig über den großen Katodenkondensator geerdeten Bezugspunkt für die Ein- und Ausgangsspannungen. Bei nicht zu hohen Frequenzen und negativer Vorspannung hat die Katodenbasisschaltung einen hohen Eingangswiderstand. Im UKW- und dm-Gebiet geht der Eingangswiderstand zurück. Zugleich tritt hierbei in ihm immer stärker eine Wirkkomponente hervor. Sie ist auf die ungünstigen Phasenverschiebungen zurückzuführen, die sich zwischen Steuerspannung und Katodenstrom auf Grund der Laufzeiteffekte und der Blindwiderstände in den Zuleitungen ausbilden. Bei hohen Frequenzen erfolgt außerdem über die Kapazität C_{ga} eine Rückwirkung der Ausgangsseite auf die Eingangsseite, die entweder neutralisiert oder durch Verwendung von Pentoden kleingehalten werden muß.

2. Gitterbasisschaltung

In der Gitterbasisschaltung liegt die Eingangsspannung wie in der Katodenbasisschaltung zwischen Katode und Gitter, aber die Ausgangsspannung zwischen Anode und Gitter. Das Gitter ist der gemeinsame Bezugspunkt (*Bild 180 a*). Durch seine

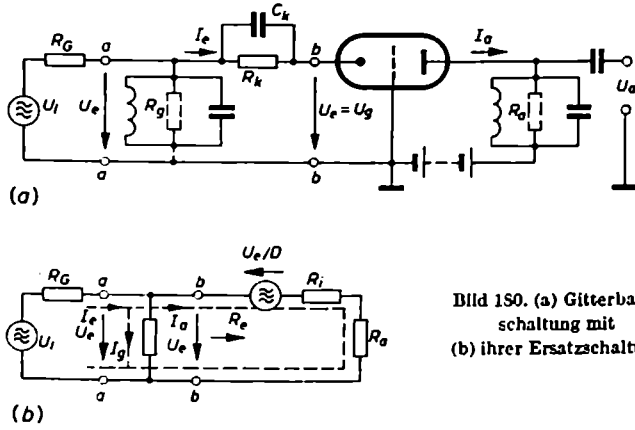


Bild 180. (a) Gitterbasisschaltung mit (b) ihrer Ersatzschaltung

Erdung wird eine weitgehende Entkopplung des Eingangskreises vom Ausgangskreis erreicht. Die „heißen" Punkte Anode und Katode sind gut gegeneinander abgeschirmt. Beide haben zwar immer noch ihre Kapazität C_{ak}, aber sie ist wesentlich geringer als die Kapazität C_{ga} zwischen Gitter und Anode der Katodenbasisschaltung. Wegen der geringen Rückwirkungskapazität können sich in der Gitterbasisschaltung kaum „wilde" Huth-Kühn-Schwingungen (Abschnitt E. I. 6.) erregen. Die Gitterbasisschaltung benötigt daher keine Neutralisation. Dies ist für die Technik der ultrakurzen Wellen von großer Bedeutung. Wegen der günstigeren Rauschverhältnisse ist man bestrebt, dort Triodon statt Pentoden zu verwenden. Der Nachteil der Gitterbasisschaltung liegt in ihrem niedrigen Eingangswiderstand [3; 13; 14].

Wie die Ersatzschaltung im *Bild 150 (b)* veranschaulicht, läßt sich die Gitterbasisschaltung hinsichtlich der Wechselstromverhältnisse als eine Reihenschaltung zweier EMK- oder Urspannungsquellen auffassen, nämlich der Leerlaufspannung U_l der Speisequelle und der Leerlaufspannung $U_g/D = U_e/D$ der Röhre. Die Reihenschaltung ist gleichsinnig, denn wenn die Eingangsspannung $U_e = U_g$ im gezeichneten Zeitmoment die angegebene Polung hat, wird die Katode positiver. Dies ist gleichbedeutend mit einer Zunahme der negativen Gittervorspannung und bedingt eine Abnahme des Anodenstromes. Da der Anodengleichstrom, konventionell angegeben, die Richtung von der Anode zur Katode hat, also durch einen Pfeil von der Anode zur Katode darzustellen ist, bedeutet eine Abnahme des Anodenstromes eine Wechselstromrichtung von der Katode zur Anode und damit einen Wechselstrompfeil im gleichen Sinne wie der Steuerstrom I_e aus dem Generator.

Der Eingangswiderstand $R_{e\,ges}$ der Gitterbasisschaltung zwischen den Klemmen aa setzt sich aus dem Kreiswiderstand R_g des Gitterschwingkreises und dem eigentlichen Eingangswiderstand $R_e = U_e/I_a$ der Röhrenschaltung zusammen. Beide liegen parallel zueinander. Die Größe von R_e gewinnt man am einfachsten, wenn man für die Schaltung rechts von den Klemmen bb nach *Kirchhoff* die Maschenregel ansetzt und entsprechend $\Sigma E = \Sigma IR$ schreibt

$$U_e - \frac{U_e}{D} = I_a(R_l + R_a)$$

Hieraus folgt

$$U_e\left(1 + \frac{1}{D}\right) = I_a(R_l + R_a)$$

Der Quotient aus U_e und I_a stellt den an den Klemmen bb zwischen Gitter und Katode wirksam werdenden Eingangswiderstand R_e der Röhrenschaltung dar; er hat die Größe

$$R_e = \frac{U_e}{I_a} = \frac{R_l + R_a}{1 + 1/D} = \frac{D(R_l + R_a)}{1 + D} = \frac{1/S + D\,R_a}{1 + D} \tag{156}$$

oder angenähert

$$R_e \approx \frac{1}{S} + D\,R_a \tag{157}$$

Der Eingangswiderstand der vollständigen Gitterbasisschaltung einschließlich des Gitterschwingkreises hat den Wert

$$R_{e\,ges} = R_g \parallel R_e$$

Für die UKW-Röhre EC 92 mit $S = 6\,\text{mA/V}$ und $D = 1{,}5\,\%$ wird beispielsweise im 3-m-Wellengebiet – wenn Anodenwiderstand und Gitterwiderstand aus Schwingkreisen bestehen und man annimmt, daß sie einen Kreiswiderstand R_a beziehungsweise R_g haben, der zahlenmäßig in kΩ so groß wie die Wellenlänge ihrer Resonanzfrequenz in m ist, also rund 3 kΩ –

$$R_e = \frac{1}{6\,\text{mA/V}} + 0{,}015 \cdot 3\,\text{k}\Omega = 167\,\Omega + 45\,\Omega \approx 210\,\Omega$$

Der resultierende Eingangswiderstand ist

$$R_{e\,ges} = \frac{R_g R_e}{R_g + R_e} = \frac{3\,\mathrm{k\Omega} \cdot 0{,}21\,\mathrm{k\Omega}}{3{,}21\,\mathrm{k\Omega}} \approx 197\,\Omega$$

Man erkennt, der Eingangswiderstand R_e der eigentlichen Gitterbasisschaltung ist außerordentlich klein, in erster Näherung gleich dem reziproken Wert der Steilheit. Die Kleinheit von R_e wird verständlich, wenn man bedenkt, daß am Eingang spannungsmäßig nur die geringe Gitterwechselspannung U_e, aber strommäßig der große Anodenwechselstrom I_a wirksam ist. Der Quotient aus beiden kann dann nur einen kleinen Wert annehmen.

Das kleine R_e bedingt eine starke Bedämpfung des Gitterschwingkreises und macht eine Abstimmung dieses Eingangskreises auf die jeweilige Empfangsfrequenz überflüssig. Es genügt, ihn auf die Mitte des UKW-Bandes fest abzugleichen. Der niedrige Eingangswiderstand ist zugleich eine starke Belastung des Generatorkreises. Dieser muß eine erhebliche Steuerleistung zur Aussteuerung der Gitterbasisstufe aufbringen. Dadurch wird der Spielraum für den Kompromiß zwischen Rausch- und Leistungsanpassung stark eingeengt. In UKW-Empfängerschaltungen findet man deshalb die reine Gitterbasisschaltung nur selten vor, wohl aber in Verbindung mit einer Katodenbasisstufe als Leistung liefernde Vorstufe (Kaskodenschaltung) oder als UHF-Oszillator. Ein großes Anwendungsgebiet hat die Gitterbasisschaltung wegen ihrer guten Entkopplung des Eingangskreises vom Ausgangskreis in der UKW-Sendetechnik gefunden.

Der Verstärkungsgrad v_{GB} der Gitterbasisschaltung berechnet sich, wenn man darunter das Verhältnis der an R_a abgegebenen Spannung U_{R_a} zur Eingangsspannung versteht, aus dem Ansatz

$$v_{GB} = \frac{U_{R_a}}{U_e} = \frac{I_a R_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_e} \tag{158}$$

Unter Benutzung des aus Gl. (156) herleitbaren Ausdrucks $I_a = \dfrac{1 + 1/D}{R_i + R_a} U_e$ läßt sich auch schreiben

$$v_{GB} = \frac{1 + 1/D}{R_i + R_a} R_a = \frac{R_a}{R_i + R_a} + \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a} \tag{159}$$

Die Verstärkung setzt sich hiernach aus zwei Teilen zusammen; einem Teil, der die Verstärkung einer normalen Triode in Katodenbasisschaltung darstellt, und einem zweiten Teil, der den auf Grund der zwischen R_a und R_i stattfindenden Spannungsteilung direkt an R_a übertragenen Anteil der Eingangsspannung U_e ausmacht. Es ist also

$$v_{GB} = v_{KB} + \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Dieser letzte Teil läßt es verständlich werden, daß die wegen des niedrigen Eingangswiderstandes hohe Steuerleistung U_e^2/R_e nicht verlorengeht, sondern wieder am Anodenwiderstand erscheint, und zwar in um so stärkerem Maße, je größer R_a

gegen R_i ist. Für die bereits benutzte Röhre EC 92 nimmt die Verstärkung, wenn man $R_i = 1/SD = \frac{1}{6\,\mathrm{mA/V} \cdot 0{,}015} \approx 11\,\mathrm{k\Omega}$ und $R_a \approx 3\,\mathrm{k\Omega}$ setzt, den Wert an

$$v_{GB} = \frac{1}{0{,}015} \frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(11 + 3)\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(11 + 3)\,\mathrm{k\Omega}} = \frac{0{,}214}{0{,}015} + 0{,}214 = 14{,}5$$

Eine besondere Schaltanordnung der Gitterbasisschaltung bildet die „Kaskodenschaltung"; den Ausgangspunkt zu ihrer endgültigen Gestaltung bildet *Bild 181*. Hier liegt eine Triode in normaler Katodenbasisschaltung mit einer zweiten in

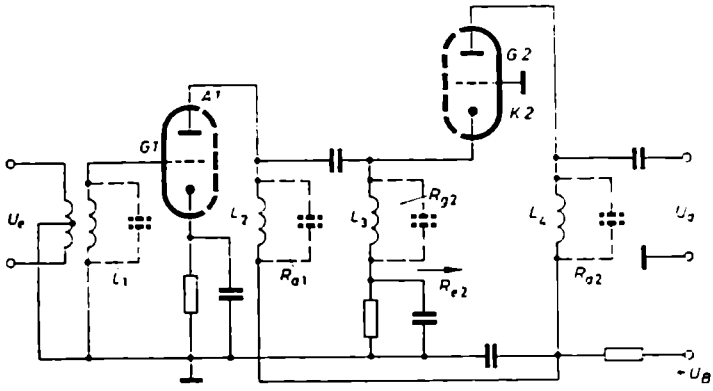


Bild 181. Kaskodenschaltung mit getrennter Anodenspeisung ihrer beiden Röhren

Gitterbasisschaltung in Reihe. Das erste System hat einen hochohmigen Eingang und liefert die Leistung für den niederohmigen Eingangswiderstand R_{e2} des zweiten Systems. Benutzt man zum Aufbau der Schaltung eine Zweifachtriode, zum Beispiel die ECC 84, mit $S = 6\,\mathrm{mA/V}$, $D = 4{,}17\,\%$ und $R_i \approx 4\,\mathrm{k\Omega}$, so hat der Eingangswiderstand der zweiten Triode im UKW-Gebiet bei einem Anodenwiderstand von $R_{a2} \approx 3\,\mathrm{k\Omega}$ die Größe

$$R_{e2} = \frac{1}{S} + D\,R_{a2} = \frac{1}{6\,\mathrm{mA/V}} + 0{,}0417 \cdot 3\,\mathrm{k\Omega} \approx 167 + 125 = 292\,\Omega$$

Gegenüber diesem niederohmigen Eingang spielen der Anodenwiderstand R_{a1} der abgestimmten Drossel L_2 und der Kreiswiderstand R_{g2} der abgestimmten Gitterspule L_3 keine Rolle. Hieraus folgt für den Verstärkungsgrad der ersten Stufe mit ihrem R_i von 4 kΩ ein Wert von

$$v_1 \approx S\,R_{e2} = 6\,\mathrm{mA/V} \cdot 292\,\Omega \approx 1{,}7$$

Die erste Stufe verstärkt spannungsmäßig also kaum; sie erzeugt lediglich die zur Aussteuerung der Gitterbasisschaltung erforderliche Leistung. Die zweite Stufe hat nach Gl. (159) eine Verstärkung von

$$v_2 = \frac{R_a}{R_i + R_a}\left(1 + \frac{1}{D}\right) = \frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(4 + 3)\,\mathrm{k\Omega}}\,(1 + 24) = 10{,}7$$

Die Kaskode, als Ganzes genommen, hat damit im UKW-Gebiet gegenüber zwei einzelnen, in Normalschaltung betriebenen Trioden eine beachtlich größere Verstärkung. Da bei ihr wie in einer Pentodenschaltung $R_a \prec R_i$ ist und das Gitter *G 1* mit seinem Eingangskreis L_1 durch zwei Abschirmelektroden, nämlich das Gitter *G 2* der Gitterbasisstufe und die zwischengeschaltete Elektrodenstrecke *A 1 K 2*, gegen den Ausgangskreis L_1 abgeschirmt ist, kann man sagen, daß die Kaskode die guten Verstärkungs- und Entkopplungseigenschaften einer Pentode zeigt. Gleichzeitig hat sie aber die günstigen Rauscheigenschaften einer Triode, weil sie das Verteilungsrauschen der Pentode (Abschnitt B.VII.2.d.α) vermeidet. Das Rauschen wird praktisch nur durch den äquivalenten Rauschwiderstand der ersten Stufe bestimmt, denn in der Gitterbasisstufe besteht für das Rauschen eine starke Gegenkopplung. Ihrer günstigen Rauscheigenschaften wegen wird die Kaskodenschaltung manchmal auch in den Eingangsstufen besonders rauscharmer NF-Verstärker angewendet.

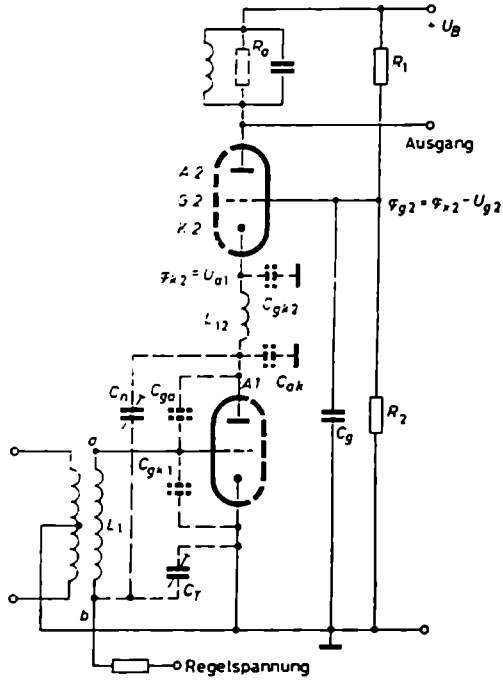


Bild 182. Kaskodenschaltung bei Reihenschaltung ihrer beiden Röhren

Führt man den Anoden der beiden Triodensysteme die Anodenspannung nicht wie im *Bild 181* getrennt zu, sondern speist die Eingangsröhre anodenstrommäßig durch das zweite System hindurch, so erhält man *Bild 182*. In diesem modernen Kaskodenverstärker fehlen der Trennkondensator C_K und die beiden Spulen L_2 und L_3. Die Katode *K 2* der Gitterbasisstufe liegt gleichstrommäßig auf dem Anodenpotential der ersten Stufe. Deshalb muß das Steuergitter *G 2* der Gitterbasisstufe auf ein entsprechend hohes, positives Potential gehoben werden. Dies beschieht mit Hilfe des Spannungsteilers *R1 R2*. Durch den Kondensator C_g wird Gitter *G 2* hochfrequenzmäßig auf Massepotential gelegt.

Die Induktivität L_{12} zwischen Anode *A 1* und Katode *K 2* bildet zusammen mit der Kapazität C_{ak1} der ersten Röhre und der Kapazität C_{gk2} der zweiten Röhre ein sogenanntes π-Filter. Wäre L_{12} nicht vorhanden, so würden sich C_{ak1} und C_{gk2} einfach dem Eingangswiderstand R_{e2} der Gitterbasisstufe parallelschalten und ihn dadurch frequenzabhängig machen. Die Induktivität L_{12} bindet die Kapazitäten

und bildet mit ihnen einen Tiefpaß außerordentlich hoher Grenzfrequenz, die in der Nähe von $1/0{,}5\sqrt{L_{12}C_{gk}}$ liegt. Der gestrichelt eingetragene Kondensator C_n dient zur Neutralisation der Röhrenkapazität C_{ga}. Wegen der geringen Verstärkung der Katodenbasisstufe ist diese Neutralisation nicht sehr kritisch; nach einmaliger Einstellung kann sie meistens nach Röhrenwechsel beibehalten werden. Der Kondensator C_T liegt zur Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk} in Reihe. Da sie sich als Raumladekapazität (*Bild 41*) mit der Vorspannung und damit beim Regeln in geringem Maße ändert, wird ihr der kleine, abgleichbare Kondensator C_T vorgeschaltet. Die Schwankung von C_{gk} geht dann nicht so stark auf die Abstimmung der Spule L_1 ein. Gibt man C_T einen Wert, der der Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk} entspricht, so

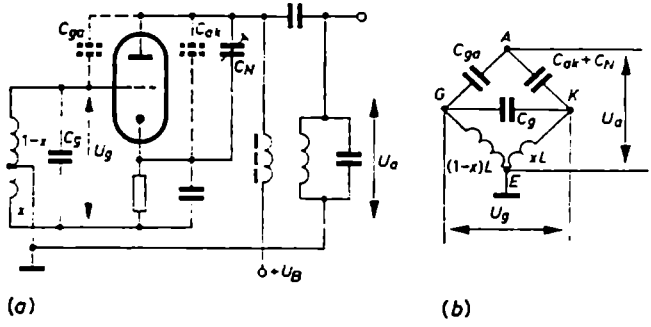


Bild 153. (a) Zwischenbasi-schaltung mit (b) ihrer Neutrallsation-brücke

führen die Punkte a und b der Spule L_1 gegen Erde gegenphasige Spannungen. Dies bedeutet, daß der Eingang des Kaskodenverstärkers praktisch erdsymmetrisch arbeitet.

Zwischen der Katodenbasisschaltung mit ihrem hohen Eingangswiderstand und der Gitterbasisschaltung mit ihrem sehr niedrigen Eingangswiderstand steht die Zwischenbasisschaltung [4]. Bei ihr ist weder die Katode noch das Gitter geerdet; der Erdanschluß erfolgt an einer Anzapfung der Schwingkreisspule (*Bild 183*) oder der Schwingkreiskapazität. Durch Wahl des Anzapfpunktes x kann der Eingangswiderstand so bemessen werden, daß er an bestimmter Stelle zwischen dem hohen Wert der Katodenbasisschaltung und dem niedrigen Wert der Gitterbasisschaltung liegt. Man wählt x so, daß der Kreis durch den Eingangswiderstand eine solche Bedämpfung erfährt und dabei eine solche Bandbreite annimmt, daß der gesamte UKW-Bereich ohne besondere Nachstimmung unter der Resonanzkurve liegt.

Zur Neutralisation genügt ein einmalig eingestellter Abgleichkondensator C_N. Nach der Brückenersatzschaltung im *Bild 183 (b)* überträgt er, zusammen mit der Röhrenkapazität C_{ak} und unter Berücksichtigung der unsymmetrischen Anzapfung x, von der zwischen Anode und Erde herrschenden Ausgangsspannung U_a auf die Katode K genauso viel Spannung wie die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} auf das

Gitter G. Dies bedeutet, daß die eingangsseitige Brückendiagonale KG von der ausgangsseitigen AE vollständig entkoppelt ist und daher durch Rückkopplung keine wilden Schwingungen entstehen können.

3. Anodenbasisschaltung oder Katodenverstärker

In der Anodenbasisschaltung liegt die Anode wechselstrommäßig auf Massepotential. Die Anodenzuleitung enthält keinen Widerstand, an dem der Anodenwechselstrom eine Wechselspannung aufbauen könnte und um die dann das Potential der Anode gegen Masse schwanken würde. Wie die *Bilder 181* (*a* und *b*) zeigen, wird die

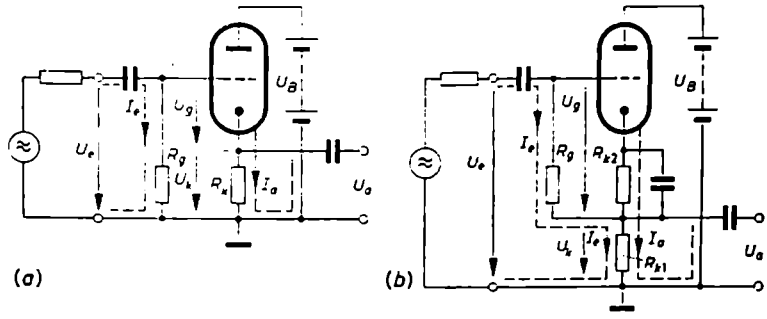


Bild 181. Anodenbasisschaltung oder der Katodenverstärker. (a) Einfache Ausführung mit normalem Eingangswiderstand; (b) Ausführung mit erhöhtem Eingangswiderstand

Ausgangsspannung an dem in der Katodenzuleitung liegenden Katodenwiderstand R_k beziehungsweise R_{k1} aufgebaut und abgenommen. Dies hat dazu geführt, einen Verstärker in Anodenbasisschaltung einen Katodenverstärker zu nennen. (Entsprechend könnte man einen Verstärker in der normalen Katodenbasisschaltung als Anodenverstärker bezeichnen.) Die Eingangsspannung wird der Anodenbasisschaltung zeichnungsmäßig zwar in der alten Weise, nämlich zwischen Gitter und Masse, zugeführt; da aber in diesen Schaltungen die Widerstände R_k und R_{k1} nicht durch Kondensatoren überbrückt sind und demzufolge wechselstrommäßig hier nicht die Katode, sondern die Anode geerdet ist, wird die Eingangsspannung entsprechend dem *Bild 179* (c) der Anodenbasisschaltung in der Tat zwischen Gitter und Anode zugeleitet [15].

Im Katodenverstärker findet eine 100%ige Gegenkopplung statt. Deswegen ist seine Spannungsverstärkung stets kleiner als Eins. Der Vorteil der Schaltung liegt in ihrem kleinen Ausgangswiderstand R_i' von der Größenordnung $1/S$ sowie darin, daß ihre dynamische Eingangskapazität wesentlich kleiner als die der Katodenbasisschaltung ist. Die Schaltung im *Bild 181* (*b*) zeichnet sich außerdem, ähnlich wie die Schaltung nach *Bild 117* (*b*), durch einen außerordentlich hohen Eingangs-

widerstand aus. Die starke Gegenkopplung bedingt eine weitgehende Frequenzunabhängigkeit der Verstärkung.

Der Ableitung der charakteristischen Eigenschaften der Anodenbasisschaltung sei zunächst die im *Bild 184 (a)* dargestellte einfachere Schaltung zugrunde gelegt. Wächst die Eingangsspannung positiv, so steigt auch das Potential des Gitters positiv. Dies bedingt eine Vergrößerung des Anodenstromes und damit, wegen des größeren Spannungsfalles an R_k, eine Erhöhung des positiven Katodenpotentials. Hieraus folgt, daß Ein- und Ausgangsspannung des Katodenverstärkers gleichphasig verlaufen. Nach den Spannungspfeilen im *Bild 184 (a)* ist

$$U_e = U_g + U_k$$

oder

$$U_k = U_e - U_g$$

Dies besagt, daß die Ausgangsspannung U_k stets kleiner als die Eingangsspannung U_e ist.

a) Berechnung der Verstärkung v' der Schaltung

Unter der Verstärkung v' der Schaltung des Katodenverstärkers soll das Verhältnis der an R_k auftretenden Ausgangsspannung U_k zur aufgewendeten Eingangsspannung U_e verstanden werden; also wird angesetzt

$$v' = v_{Schaltung} = \frac{U_k}{U_e}$$

Im Gegensatz hierzu wird unter der Verstärkung v der Röhre das Verhältnis ihrer zwischen Anode und Katode abgegebenen Wechselspannung, im vorliegenden Fall ebenfalls der Ausgangsspannung U_k, zur Gitterwechselspannung U_g verstanden. Man setzt also an:

$$v = v_{Rö} = \frac{U_k}{U_g}$$

Formt man den Formelausdruck für v' etwas um, so erhält man

$$v' = \frac{U_k}{U_e} = \frac{U_k}{U_g + U_k} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_k} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{v} + 1} = \frac{v}{1 + v} \qquad (160)$$

Diese Formel ist ähnlich Gl. (102) aufgebaut. Im Nenner fehlt lediglich der Gegenkopplungsfaktor K. Dieser Faktor, der gleich dem Quotient aus der zurückgekoppelten Spannung U_k und der von der Röhre zwischen Anode und Katode nach außen abgegebenen Wechselspannung U_a ist, hat hier, weil $U_a = U_k$ ist, den Wert 1. Die Röhre hat eine Verstärkung von der Größe

$$v = v_{Rö} = \frac{1}{D} \frac{R_k}{R_i + R_k} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k}$$

Setzt man dies in die Gleichung für v' ein, so ergibt sich

$$v' = \frac{1}{\frac{1}{v} + \frac{1}{\mu} + \frac{R_i}{\mu R_k}} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k(1+\mu)} = \frac{\mu}{1+\mu} \cdot \frac{R_k}{\frac{R_i}{1+\mu} + R_k}$$

Schreibt man, gewissermaßen zur Abkürzung,

$$\frac{\mu}{1+\mu} = \mu'$$

und

$$\frac{R_i}{1+\mu} = R_i'$$

so erhält man

$$v' = \mu' \frac{R_k}{R_i' + R_k}$$

oder

$$U_k = \mu' U_e \frac{R_k}{R_i' + R_k} \tag{161}$$

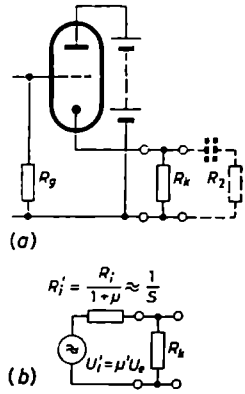


Bild 185. (a) Einfacher Katodenverstärker mit (b und c) seinen beiden Ersatzschaltungen

Dies sind Ausdrücke für v' und U_k, wie man sie formal auch einer Ersatzspannungsquellenschaltung entnehmen könnte, wenn man ihr die Leerlauf- oder Urspannung $U_i' = \mu' U_e$ und den Innenwiderstand $R_i' = R_i/(1+\mu)$ zuteilen würde (*Bild 185b*). Der Katodenwiderstand R_k wirkt in dieser Ersatzschaltung als äußerer Belastungswiderstand. Wie man erkennt, sind die Verstärkung v' und die Ausgangsspannung U_k um so größer, je größer R_k ist.

b) Ermittlung der Kenngrößen R_i', S' und D' oder μ'

Für den Fall, daß R_k wechselstrommäßig nahezu unendlich wird, also Leerlauf angenommen werden kann, nimmt die Ausgangsspannung U_k den Leerlaufwert

$$U_i' = \mu U_g = \mu(U_e - U_k) = \mu(U_e - U_i') = \mu U_e - \mu U_i'$$

an. Hieraus folgt

$$U_i' = \frac{\mu}{1+\mu} U_e$$

oder die Leerlaufverstärkung

$$\mu' = \frac{U_i'}{U_e} = \frac{\mu}{1+\mu} \tag{162}$$

Da μ die Leerlaufverstärkung der Röhre kennzeichnet und bei Trioden Werte zwischen 30 und 100 annimmt, kann im Nenner der Wert 1 gegen μ vernachlässigt werden. Dadurch nimmt die Leerlaufverstärkung des Katodenverstärkers näherungsweise den Wert $\mu' = 1$ an.

Für den Fall, daß R_k wechselstrommäßig kurzgeschlossen ist, beispielsweise durch einen sehr großen Parallelkondensator überbrückt wird, fließt zwischen Anode und Katode der Kurzschlußwechselstrom $I_i' = S U_g$ oder, da bei Kurzschluß $U_k = 0$ und damit $U_g = U_e$ ist, der Strom

$$I_i' = S U_e$$

Die Anodenbasisschaltung hat demnach eine Steilheit S', die gleich der Steilheit S der Röhre ist.

Der Innenwiderstand der Anodenbasisschaltung ist definitionsgemäß gleich dem Verhältnis ihrer Leerlaufspannung zu ihrem Kurzschlußstrom. Mit den oben abgeleiteten Werten für U_i' und I_i' wird

$$R_i' = \frac{U_i'}{I_i'} = \frac{\mu U_e}{1+\mu} \frac{1}{S U_e} = \frac{\mu}{1+\mu} \frac{1}{S} = \mu' \frac{1}{S} = \frac{R_i}{1+\mu}$$

Beachtet man, daß μ' nahezu gleich Eins ist, so kann näherungsweise geschrieben werden

$$R_i' \approx \frac{1}{S} \tag{163}$$

Der Katodenverstärker hat mithin einen ausgangsseitigen Innenwiderstand, der praktisch gleich der reziproken Steilheit der Röhre ist. Er nimmt größenmäßig bei Röhren mit einer Steilheit zwischen 5 und 12,5 mA/V Werte zwischen 200 und 80 Ω an. Im übrigen bestätigen die hier abgeleiteten Formeln für R_i' und μ' oder U_i' die Richtigkeit der im *Bild 185* (*b*) aufgestellten Ersatzspannungsquellenschaltung des Katodenverstärkers. Zu beachten ist, daß der Katodenwiderstand R_k in dieser Ersatzschaltung – ähnlich dem Anodenwiderstand R_a im Ersatzschaltbild der normalen Röhrenschaltung – als äußerer Belastungswiderstand aufgefaßt wird. Selbstverständlich kann man R_k auch in die Ersatzspannungsquelle und ihren Innenwiderstand mit einbeziehen. Man erhält dann die Ersatzschaltung im *Bild 185* (*c*) mit

$$U_i'' = U_k = \nu' U_e \qquad \text{und} \qquad R_i'' = R_i' \parallel R_k$$

Diese Ersatzschaltung kann von Vorteil sein, wenn man, wie im *Beispiel 30*, an die Ausgangsklemmen des Katodenverstärkers noch einen besonderen Belastungswiderstand R_2 anschließen will.

c) Eingangswiderstand des Katodenverstärkers

In der Schaltung nach *Bild 184* (*a*) hat man nicht die Freiheit, den Katodenwiderstand R_k nach gegenkopplungstechnischen Gesichtspunkten auszuwählen. Seine Größe wird durch den geforderten Arbeitspunkt, genauer die geforderte Gittervorspannung U_{g-}, bestimmt. In der Schaltung nach *Bild 184* (*b*) kann R_{k1} nach rein wechselspannungsmäßigen, gegenkopplungstechnischen Gesichtspunkten ausgesucht werden, da die richtige Gittervorspannung getrennt davon durch den kapazitiv überbrückten Widerstand R_{k2} erreicht wird. Während beide Schaltungen ausgangsseitig das gleiche Verhalten zeigen, unterscheiden sie sich stark in ihren Eingangswiderständen.

Der Katodenverstärker in der Schaltung nach *Bild 181 (a)* hat im NF-Gebiet den gleichen Eingangswiderstand R_e wie die normale, nichtgegengekoppelte Katodenbasisschaltung, nämlich

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} \qquad R_g$$

In der Schaltung nach *Bild 181 (b)* steigt der Eingangswiderstand stark, und zwar auf den Wert

$$R_e = R_g(1 + v) + R_{k1} = \frac{R_g}{1 - v'} + R_{k1} \tag{164}$$

Der Beweis wird auf folgende Weise geführt: Man geht von dem Ansatz aus

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_g + U_k}{I_e} = \frac{U_g}{I_e} + \frac{U_k}{I_e} = R_g + \frac{U_k}{I_e} \tag{165}$$

Nun ist

$$U_k = R_{k1}(I_e + I_a) = R_{k1} I_e + R_{k1} I_a \tag{166}$$

I_a läßt sich aus der Leerlaufspannung der Röhre und der Summe der Widerstände im Anodenweg zu

$$I_a = \frac{\mu U_g}{R_{k1} + R_i} = \frac{\mu R_g I_e}{R_{k1} + R_i}$$

bestimmen. Setzt man dies in Gl. (166) ein, so erhält man

$$U_k = R_{k1} I_e + \mu R_g \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R_i} I_e$$

oder, da $\mu \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R_i}$ die Verstärkung v der Röhre darstellt,

$$U_k = (R_{k1} + R_g v) I_e$$

Dies ergibt

$$\frac{U_k}{I_e} = R_{k1} + R_g v$$

Hieraus folgt entsprechend Gl. (165) für den Eingangswiderstand der Schaltung im *Bild 184 (b)*

$$R_e = R_g + R_{k1} + R_g v = R_g(1 + v) + R_{k1}$$

Bei höheren Frequenzen zeigt die Röhre auf Grund ihrer resultierenden Eingangskapazität C' zusätzlich einen kapazitiven Eingangswiderstand. C' läßt sich an Hand des *Bildes 186* folgendermaßen berechnen: Man ermittelt die beiden Teilströme I_{ga} und I_{gk}, aus denen sich der kapazitive Gitterladestrom I_g zusammensetzt. Offenbar ist

$$I_{ga} = \omega C_{ga} U_{ga} = \omega C_{ga} U_e$$

$$I_{gk} = \omega C_{gk} U_{gk} = \omega C_{gk}(U_e - U_k) = \omega C_{gk}(U_e - v' U_e) = \omega C_{gk}(1 - v') U_e$$

Hierbei wird vorausgesetzt, daß U_e und U_k im wesentlichen gleichphasig sind und damit arithmetisch voneinander abgezogen werden können. Der Gesamtstrom nimmt den Wert

$$I_g = I_{ga} + I_{gk} = \omega [C_{ga} + C_{gk}(1 - v')] U_e$$

an. Hierfür kann geschrieben werden

$$I_g = \omega C' U_e \qquad \text{mit} \qquad C' = C_{ga} + C_{gk}(1 - v') \tag{167}$$

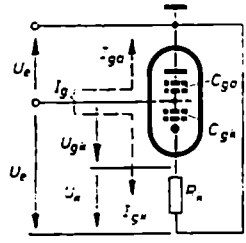


Bild 186. Zur Berechnung der wirksamen Eingangskapazität eines Katodenverstärkers

Die wirksame Eingangskapazität setzt sich nach dieser Beziehung aus der vollen Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} und der um den Faktor $(1 - v')$ stark reduzierten Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk} zusammen. Da $(1 - v')$ nahezu Null ist, kann sie näherungsweise gleich C_{ga} gesetzt werden. Im Gegensatz hierzu ist die ultierende Eingangskapazität der Katodenbasisschaltung um den Faktor $(1 + v$ größer als die Gitter/Anoden-Kapazität.

Wenn der Katodenverstärker spannungsmäßig auch nicht verstärkt, so ern sogar schwächt, so findet in ihm dennoch eine Leistungsverstärkung statt; de .n die Eingangsspannung tritt an einem großen Widerstand auf, während die Ausgangsspannung von einer niederohmigen Generatorschaltung stammt und bei Anpassung an einen ebenso niederohmigen Verbraucher abgegeben wird. Wegen dieser Eigenschaft – ohne frequenzabhängigen Übertrager und ohne Leistungsverlust, im Gegenteil unter Leistungssteigerung –, seinen hochohmigen Eingangswiderstand in einen niederohmigen Ausgangswiderstand zu verwandeln, bezeichnet man den Katodenverstärker auch als „Impedanzwandler". Er stellt als solcher ein vorzügliches Mittel dar, hochohmige Signalquellen, wie zum Beispiel Kristall- oder Kondensatormikrofone, Photozellen und Impulsgeneratoren, mit niederohmigen Verbrauchern zu verbinden.

Seine ausgangsseitige Niederohmigkeit gestattet, an seine Ausgangsklemmen ohne Benachteiligung der hohen Frequenzen ein längeres Kabel mit entsprechend hoher Kapazität anzuschließen. Aus dem gleichen Grunde machen sich bei Ankopplung einer weiteren Röhrenstufe die Röhren- und Schaltkapazitäten erst bei sehr hohen Frequenzen störend bemerkbar. Der Katodenverstärker ist damit ein ausgesprochener Breitbandverstärker. Seine obere Grenzfrequenz liegt dort, wo der kapazitive Widerstand der parallel zu R_k auftretenden Kapazität C gleich dem Parallelwiderstand aus $R_i'' = R_k \| R_i'$ und dem Verbraucherwiderstand R_2 wird.

Eine Abwandlung des Katodenverstärkers stellt die als Phasenumkehrschaltung benutzte Katodynschaltung dar (*Bild 170*). Sie hat in der Katodenzuleitung den Widerstand R_k und in der Anodenzuleitung den Widerstand R_a; beide sind gleich groß. An ihnen entstehen daher gleich große, gegenphasige Wechselspannungen, die zur Aussteuerung einer Gegentaktschaltung verwendet werden.

Beispiel 30

Es ist eine Katodenverstärkerstufe zu entwerfen. Sie soll so dimensioniert werden, daß sie an einen äußeren Belastungswiderstand von $R_2 \geq 2\,\mathrm{k\Omega}$ eine unverzerrte oder nahezu unverzerrte Wechselspannung mit einem Effektivwert von 10 V abgibt. Die Betriebsspannung sei $U_B = 250$ V.

Als Röhre wird eine möglichst steile Röhre, zum Beispiel die E 88 CC, gewählt. Sie verträgt eine Anodenverlustleistung von $P_a = 1{,}5$ W. Wenn die Schaltung möglichst viel Leistung abgeben soll, dann muß ihr Arbeitspunkt auf der Grenzleistungskurve gewählt werden. *Bild 187* zeigt diese Kurve sowohl im I_a/U_a- als auch im I_a/U_g-Kennlinienfeld

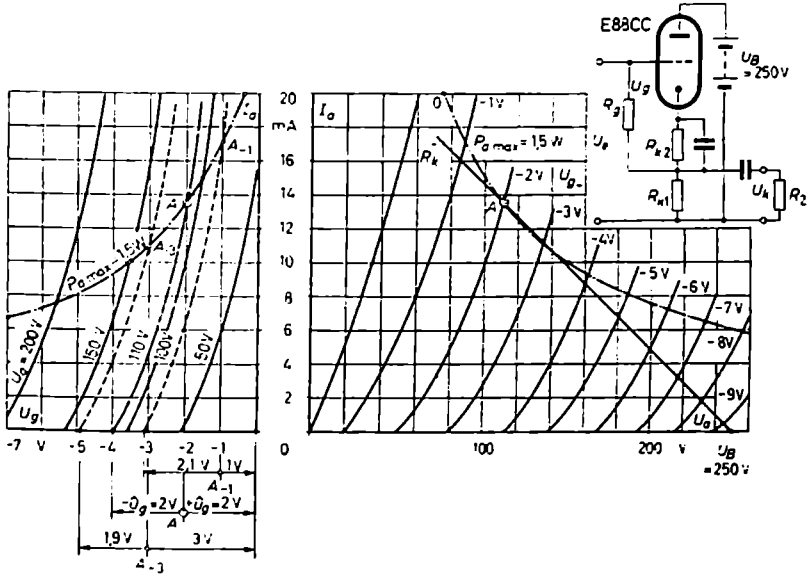


Bild 187. Zum *Beispiel 30*: Kennlinienfelder der Röhre E 88 CC zur Ermittlung des optimalen Arbeitspunktes

der E 88 CC. Damit die Ausgangswechselspannung möglichst unverzerrt und gleichzeitig möglichst groß ist, muß der Arbeitspunkt weiterhin so ausgesucht werden, daß die Röhre in seiner Umgebung symmetrisch ausgesteuert werden kann. Die Grenzen der Aussteuerung werden einmal durch den Gitterstromeinsatz bei $U_g = 0$ und zum anderen durch den unteren Kennlinienknick bei $I_a = 0$ bestimmt. Trägt man in das I_a/U_g-Feld für verschiedene auf der Grenzleistungskurve zu wählende Arbeitspunkte die Größe der zu-

lässigen positiven und negativen Gitterwechselspannungsamplituden ein, so findet man, daß der günstigste Arbeitspunkt A bei etwa $U_{g\_} = -2\,\mathrm{V}$ mit $\pm \hat{u}_g$ maximal $= 2\,\mathrm{V}$, liegt. Anodenseitig hat A die Werte $I_{a\_} = 13{,}6\,\mathrm{mA}$ und $U_{a\_} \approx 110\,\mathrm{V}$. (Würde man den Arbeitspunkt bei $U_{g\_} = -1\,\mathrm{V}$ (A_{-1}) wählen, so wäre $+\hat{u}_g$ maximal 1 V und $-\hat{u}_g$ maximal 2,1 V; würde man den Arbeitspunkt auf der Grenzleistungskurve bei $U_{g\_} = -3\,\mathrm{V}$ wählen (A_{-3}), so wäre $+\hat{u}_g$ maximal 3 V, aber $-\hat{u}_g$ maximal nur 1,9 V.)
Da im gewählten Arbeitspunkt $U_{a\_} = 110\,\mathrm{V}$, die Batteriespannung aber $U_B = 250\,\mathrm{V}$ ist, muß die Differenz von 140 V an R_{k1} und R_{k2} abfallen. Bei $I_{a\_} = 13{,}6\,\mathrm{mA}$ muß unter Vernachlässigung von I_g

$$R_{k1} + R_{k2} = \frac{U_B - U_{a\_}}{I_{a\_}} = \frac{140\,\mathrm{V}}{13{,}6\,\mathrm{mA}} \approx 10{,}3\,\mathrm{k\Omega}$$

sein. Damit die Röhre eine Gittervorspannung von 2 V erhält, muß

$$R_{k2} = \frac{U_{g\_}}{I_{a\_}} = \frac{2\,\mathrm{V}}{13{,}6\,\mathrm{mA}} = 0{,}147\,\mathrm{k\Omega} \text{ oder rund } 150\,\Omega$$

werden. Für R_{k1} bleibt dann ein Wert von 10,15 kΩ oder rund 10 kΩ übrig. Aus den Kennlinienfeldern oder den Spezialkurven im Valvo-Handbuch lassen sich für den gewählten Arbeitspunkt A die Kennwerte

$$\mu \approx 32 \qquad S \approx 11{,}4\,\mathrm{mA/V} \qquad R_i \approx 2{,}8\,\mathrm{k\Omega}$$

abgreifen. Aus der maximal möglichen Aussteuerung des Gitters um $\hat{u}_g = 2\,\mathrm{V}$ und der verlangten Ausgangswechselspannung von $U_k = 10\,\mathrm{V}$ oder $\hat{u}_k = 14{,}14\,\mathrm{V}$ folgt, daß die Röhre für sich allein eine Verstärkung von $v = 14{,}14\,\mathrm{V}/2\,\mathrm{V} = 7{,}07$ haben muß. Nun befolgt die Verstärkung der Röhre in der Anodenbasisschaltung das Gesetz

$$v = \mu \frac{R_k^*}{R_i + R_k^*} = \mu \frac{1}{1 + R_i/R_k^*}$$

Hierin stellt $R_k^* = R_{k1} \parallel R_2$ den resultierenden Wechselstrombelastungswiderstand der Röhre dar. Die Auflösung der vorstehenden Formel nach R_k^* ergibt

$$\frac{R_i}{R_k^*} = \frac{\mu}{v} - 1 = \frac{32}{7{,}07} - 1 = 3{,}53$$

oder

$$R_k^* = \frac{R_{k1} R_2}{R_{k1} + R_2} = \frac{R_i}{3{,}53} = \frac{2{,}8\,\mathrm{k\Omega}}{3{,}53} \approx 0{,}79\,\mathrm{k\Omega}$$

Hiermit wird

$$R_{2\,\min} = \frac{R_{k1} R_k^*}{R_{k1} - R_k^*} = \frac{10 \cdot 0{,}79}{10 - 0{,}79}\,\mathrm{k\Omega} = 0{,}86\,\mathrm{k\Omega}$$

Dieses Ergebnis besagt folgendes: Die Röhre E 88 CC hat in dem gewählten Arbeitspunkt so günstige Kennwerte, daß sie bei einer Aussteuerung von $\hat{u}_g = 2\,\mathrm{V}$ nicht erst an $R_2 = 2\,\mathrm{k\Omega}$, sondern bereits an einen Widerstand von $R_k^* = 0{,}79\,\mathrm{k\Omega}$ beziehungsweise $R_2 = 860\,\Omega$ die gewünschte Ausgangsspannung von 10 V effektiv abgibt. Bei einer Belastung mit $R_2 = 2\,\mathrm{k\Omega}$ könnte die gitterseitige Aussteuerung um gut die Hälfte verkleinert und damit der Klirrfaktor der Ausgangsspannung verbessert werden.

Da die Verstärkung der vollständigen Stufe den Wert

$$v' = \frac{U_k}{U_e} = \frac{v}{1+v} = \frac{7{,}07}{1+7{,}07} \approx 0{,}877$$

hat, benötigt sie für 10 V Ausgangsspannung eine Eingangsspannung von

$$U_e = \frac{U_k}{v'} = \frac{10\,\mathrm{V}}{0{,}877} \approx 11{,}4\,\mathrm{V}$$

Würde man die 10 V Ausgangsspannung statt an $R_a = 0{,}86\cdots 2\,\mathrm{k\Omega}$ an einem wesentlich kleineren Widerstand von beispielsweise nur 500 Ω oder weniger benötigen, so müßte man eine steilere Röhre verwenden oder die beiden Systeme der E 88 CC parallelschalten und dadurch bei gleicher Steilheit ihren Innenwiderstand herabsetzen.

V. Breitbandverstärker

Auf vielen Gebieten der Nachrichtentechnik, beispielsweise in der Fernseh-, Oszillografen- und Impulstechnik, werden Breitbandverstärker benötigt. Hier handelt es sich um die Verstärkung von Frequenzbändern, die von nahezu 0 Hz bis hinauf zu mehreren MHz reichen. Im wesentlichen gibt es zwei Wege, derartig breite Frequenzbänder zu verstärken; der eine benutzt die Direktverstärkung, der andere das Trägerfrequenzverfahren [16].

1. Direktverstärkung

Die Direktverstärkung ist eine in den HF-Bereich erweiterte NF-Verstärkung mit Hilfe RC-gekoppelter Verstärker. Die untere Grenzfrequenz solcher Widerstandsverstärker läßt sich bei genügend großem Aufwand an Kapazität für den Koppelkondensator C_K zwischen den Verstärkerstufen und die Überbrückungskondensatoren C_k und C_{g2} der Katoden- und Schirmgitterwiderstände sehr weit nach unten schieben. Sollen auch die Frequenz Null und die Schwingungen unter 1 Hz übertragen und verstärkt werden, so muß man zum Prinzip des Gleichspannungsverstärkers übergehen.

Schwieriger ist es, die geforderte obere Grenzfrequenz zu erreichen. Sie wird im wesentlichen von den unvermeidbaren Schalt- und Röhrenkapazitäten bestimmt. Nach Gl. (78) in Verbindung mit Gl. (69) liegt die obere Übertragungsgrenze eines Widerstandsverstärkers näherungsweise dort, wo der Widerstand der Querkapazität

$$C_q = C_{a1} + C_s + C_{gk2} + C_{gs2}(1 + v_2)$$

gleich dem Anodenwiderstand R_a ist. Hierbei wird vorausgesetzt, daß der Innenwiderstand der Röhre (Pentode) und der Gitterwiderstand der nachfolgenden Röhrenstufe wesentlich größer als R_a sind, so daß sie in der Parallelschaltung vernachlässigt werden können. Bei festliegender Kapazität C_q muß mit zunehmender

Höhe der geforderten oberen Grenzfrequenz der Widerstand R_a immer kleiner werden. Mit der Abnahme des Widerstandswertes von R_a geht die erreichbare Verstärkung herunter. Arbeitet man die Grenzfrequenzbedingung $R_a \approx 1/\omega_o C_q$ in die Verstärkungsformel $v_m \approx S R_a$ ein, so erhält man

$$v_m \approx \frac{1}{\omega_o} \frac{S}{C_q} \tag{168}$$

Diese Formel besagt, daß bei einem Verstärker für breite Frequenzbänder die erreichbare Verstärkung mit der Höhe ω_o der oberen Grenzfrequenz und der Größe der Querkapazität C_q abnimmt, dagegen mit der Steilheit S der Röhre wächst. In C_q sind hauptsächlich die Röhrenkapazitäten enthalten. Deswegen kann man sagen, daß eine Röhre um so besser zur Breitbandverstärkung geeignet ist, je größer ihr Verhältnis Steilheit zu Kapazität ist. Das S/C-Verhältnis einer Röhre stellt ein direktes Maß für die Einsatzfähigkeit in Breitbandverstärkern dar. In der folgenden *Tabelle 6* sind für einige Pentoden die Gütezahl S/C und die maximale Stufenverstärkung v_m zusammengestellt, wenn als obere Grenzfrequenz 1 MHz gewählt wird. Hierbei ist der bei Pentoden äußerst geringe Einfluß der Kapazität C_{gs} vernachlässigt worden.

Röhre	Verwendung	S mA/V	$C = C_a + C_e$ pF	S/C mA/VpF	v'_m
EF 41	HF-Verstärkung, regelbar	2,2	12	0,18	29
EF 42	Breitbandverstärkung	9	14	0,64	102
EF 80	HF- und Breitbandverstärkung, ungeregelt	7,4	10,8	0,69	110
EF 85	HF- und Breitbandverstärkung, regelbar	6	10,1	0,60	95
EF 89	ZF-Verstärkung, regelbar	4,7	10,6	0,44	70
EF 183	ZF-Verstärkung in nichtregelbaren Fernsehgeräten	12,5	12,5	1,0	159
EF 184	ZF-Verstärkung in Fernsehgeräten und Breitbandverstärkern	15,0	13	1,2	190

Tabelle 6. Güte S/C und Verstärkung v_m von Pentoden in Breitband- und HF-Verstärkern; v'_m nach Gl. (168) ohne Berücksichtigung der Schaltkapazitäten

Der ungünstige Einfluß der Querkapazität auf die Lage der oberen Grenzfrequenz kann zu einem gewissen Betrag aufgehoben werden, indem man zum Anodenwiderstand R_a eine kleine Spule L in Reihe schaltet (*Bild 188*). Wenn der Widerstand

der Kapazität mit wachsender Frequenz abnimmt, dann steigt gleichzeitig der Scheinwiderstand des LR_a-Zweiges. Bei richtiger Bemessung läßt sich erreichen, daß sich die Zu- und Abnahmen so ausgleichen, daß die Verstärkung in einem größeren Bereich als ohne Spule konstantbleibt. Nach mehreren Umformungen der

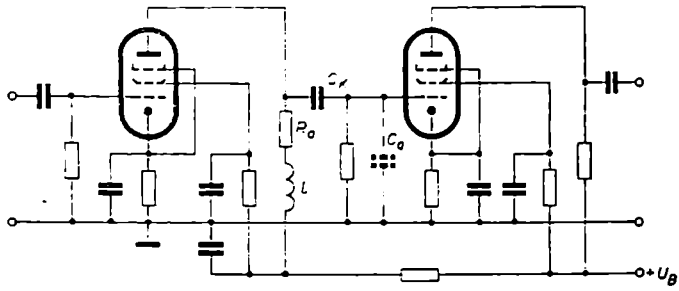


Bild 188. Prinzipschaltung eines Breitbandverstärkers mit Entzerrung des Frequenzganges der Verstärkung an der oberen Übertragungsgrenze durch eine in Reihe zu R_a geschaltete Induktivität L

im I. Band, Abschnitt F.II.5.c), aufgestellten Formeln läßt sich zeigen, daß die Verstärkung einer in dieser Weise entzerrten Röhrenstufe dem Gesetz folgt

$$v = v_m \sqrt{\frac{1 + q^2\eta^2}{(1 - q\eta^2)^2 + \eta^2}} \tag{169}$$

Hierin kennzeichnet η die Lage der gerade betrachteten Frequenz ω im Vergleich zur Grenzfrequenz ω_o der nichtentzerrten Schaltung. Es ist also

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_o}$$

Für die Größe von ω_o gilt

$$\omega_o = \frac{1}{R_a C_a}$$

Der Faktor q in Gl. (169) verknüpft die Größe der Induktivität L mit R_a und ω_o nach folgender Beziehung:

$$L = q\frac{R_a}{\omega_o}$$

Im *Bild 189* ist Gl. (169) für einige q-Werte grafisch ausgewertet. Stellt man zum Beispiel die Kurve v/v_m für $q = 0{,}5$ derjenigen für den nichtentzerrten Fall mit $q = 0$ oder $L = 0$ gegenüber, so erkennt man, daß sich bei

$$L = 0{,}5\frac{R_a}{\omega_o} \tag{170}$$

die effektive obere Grenzfrequenz von $\omega_o = 1/R_a C_a$ oder von $\eta = 1$ nach $\eta = 1{,}81$ oder

$$\omega_h = 1{,}81\,\omega_o$$

verschoben hat. Dies bedeutet eine achtzigprozentige Bereichserweiterung! Durch Resonanzwirkung tritt hierbei allerdings im Bereich um $\omega = 0{,}6\,\omega_o \cdots 0{,}8\,\omega_o$ eine etwa 2%ige Verstärkungszunahme gegenüber v_m ein.

Sofern man, wie beispielsweise in Fernsehgeräten, außer auf konstante Verstärkung auf Laufzeitschwankungen achten muß, die in der Nähe der oberen Übertragungsgrenze

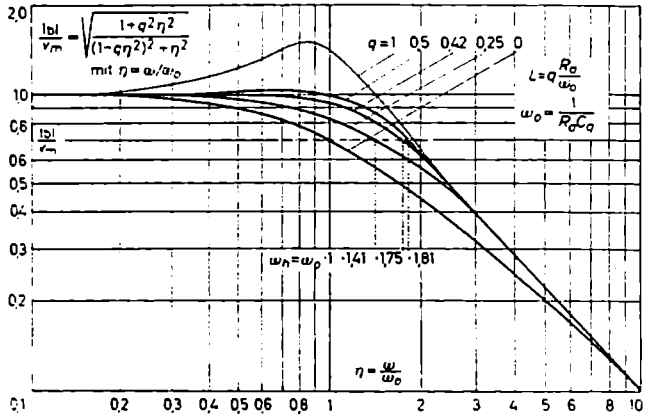


Bild 189. Frequenzgang der Verstärkung eines durch verschiedene Induktivitäten L in Reihe zu R_a entzerrten Breitbandverstärkers mit Angabe der Verschiebung der oberen Grenzfrequenz ω_h gegenüber der Grenzfrequenz ω_o ohne Entzerrung

wegen des Frequenzganges des Phasenwinkels der $L R_a C_q$-Kombination auftreten, so ist eine Dimensionierung der Spule nach der Beziehung $L = 0{,}34\,\frac{R_a}{\omega_o}$ günstiger. Gegenüber dem Fall ohne Entzerrung bringt sie eine Frequenzbanderweiterung um den Faktor 1,55. In der Praxis wird als Kompromiß zwischen Banderweiterung und Kleinheit der Laufzeitfehler vielfach eine Spule gewählt mit der Induktivität

$$L = 0{,}42\,\frac{R_a}{\omega_o} \tag{171}$$

Zu ihr gehört nach den Kurven im *Bild 189* eine obere Grenzfrequenz von

$$\omega_h = 1{,}75\,\omega_o$$

Handelt es sich um einen Breitbandverstärker für Impulsübertragungen, in dem jegliches Überschwingen an den Flanken der Rechteckimpulse vermieden werden soll, so darf höchstens

$$L = 0{,}25\,\frac{R_a}{\omega_o}$$

gewählt worden. Dies stellt den aperiodischen Grenzfall des $L R_a C_q$-Schwingkreises dar; er bringt eine Frequenzbanderweiterung um den Faktor $\sqrt{2}$.

Größer als 0,5 darf der Faktor q kaum gewählt werden. Der Kreis wird hier zuwenig bedämpft; als Folge machen sich im Verstärkungsgang starke Resonanzüberhöhungen und im Phasengang große Laufzeitschwankungen bemerkbar.

Beispiel 31

Für einen Fernsehempfänger wird ein Breitbandverstärker benötigt, dessen obere Grenzfrequenz bei 5 MHz liegen soll. Als Röhre ist die EF 80 mit einer Steilheit von $S = 7{,}4$ mA/V und einer Kapazität von $C = 10{,}8$ pF vorgesehen.

1) Auslegung im Hinblick auf eine gute Verstärkungskonstanz in einem möglichst großen Frequenzbereich. Nach Gl. (170) verlangt sie eine Induktivität von $L = 0{,}5\, R_a/\omega_o$ und liefert einen Übertragungsbereich bis zur Frequenz $f_h = 1{,}81\, f_o$. Bei 5 MHz geforderter oberer Grenzfrequenz f_h liegt die rechnungsmäßige Grenzfrequenz f_o ohne L-Entzerrung bei

$$f_o = \frac{f_h}{1{,}81} = \frac{5\,\mathrm{MHz}}{1{,}81} = 2{,}76\,\mathrm{MHz}$$

Hieraus folgt, wenn man die Querkapazität unter Berücksichtigung der Schaltkapazität zu $C_q = C + C_s = 10{,}8 + 9{,}2 = 20$ pF ansetzt, für den maximal möglichen Anodenwiderstand ein Wert von

$$R_a = \frac{1}{\omega_o C_q} = \frac{1}{2\pi \cdot 2{,}76 \cdot 10^6\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 20 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F}} = 2880\,\Omega$$

Die Spule muß eine Größe erhalten von

$$L = 0{,}5\,\frac{R_a}{\omega_o} = 0{,}5\,\frac{2880\,\Omega}{2\pi \cdot 2{,}76 \cdot 10^6\,\mathrm{s^{-1}}} = 83\,\mu\mathrm{H}$$

Die mittlere Verstärkung der einzelnen Stufe nimmt einen Wert an von

$$v_m = S R_a = 7{,}4\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}\,2880\,\Omega \approx 21{,}3$$

2) Auslegung im Hinblick auf einen günstigen Kompromiß zwischen dem Frequenzgang der Verstärkung und dem der Laufzeit. Nach Gl. (171) wird hierfür $L = 0{,}42\, R_a/\omega_o$ gewählt. Da diese L-Entzerrung gegenüber einer fehlenden Induktivität den Übertragungsbereich um den Faktor 1,75 erweitert, ergibt sich für die rechnungsmäßige Grenzfrequenz

$$f_o = \frac{f_h}{1{,}75} = \frac{5\,\mathrm{MHz}}{1{,}75} = 2{,}86\,\mathrm{MHz}$$

Hierfür wird

$$R_a = \frac{1}{\omega_o C_q} = \frac{1}{2\pi \cdot 2{,}86 \cdot 10^6\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 20 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F}} = 2780\,\Omega$$

und

$$L = 0{,}42\,\frac{R_a}{\omega_o} = 0{,}42\,\frac{2780\,\Omega}{2\pi \cdot 2{,}86 \cdot 10^6\,\mathrm{s^{-1}}} = 65{,}1\,\mu\mathrm{H}$$

beziehungsweise

$$v_m = S R_a = 7{,}4\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}\,2780\,\Omega = 20{,}6$$

An die Stelle einer einfachen Spule in Reihe zu R_a (Zweipolnetzwerk) können auch ganze Vierpolnetzwerke zur Entzerrung herangezogen werden. *Bild 190* zeigt als eine der verschiedenen Möglichkeiten eine Tiefpaßsiebschaltung in π-Gliedform. Gleicht man die Röhreneingangskapazität mit einem Trimmer so ab, daß ihre resultierende Kapazität C_2 gleich dem doppelten Wert der Ausgangskapazität C_1 ist, und wählt man $L = 0{,}667 \frac{R_a}{\omega_g}$, so erhält man einen sehr gut ausgeglichenen Frequenzgang der Verstärkung. Die obere Grenzfrequenz ω_k rückt um einen Faktor von etwa 2,35 über die rechnungsmäßige Grenzfrequenz ω_g aus R_a und $(C_1 + C_2)$ hinaus. Man sieht, mit Entzerrungsschaltungen aus Vierpolnetzen können bei geschickter Bemessung höhere Grenzfrequenzen erreicht werden. Allerdings zeigen sie den Nachteil, daß sie komplizierter und schwieriger einzustellen sind. Hinzu kommt, daß ihr Phasengang in der Nähe der oberen Grenzfrequenz ungleichförmiger ist. Dies bedingt Schwankungen in der Laufzeit $\tau = \mathrm{d}\varphi/\mathrm{d}\omega$ und ruft bei der Übertragung von Impulsen ein Überschwingen hervor.

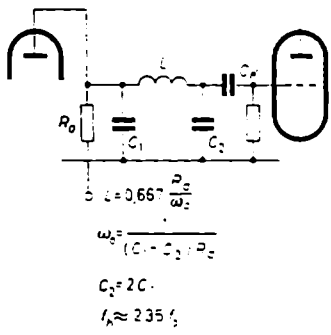


Bild 190. Entzerrerschaltung eines Breitbandverstärkers, bestehend aus einem Vierpolnetzwerk in Form eines π-Tiefpaßgliedes

2. Trägerfrequenzverstärkung (HF-Verstärker)

Die Direktverstärkung eines breiten Frequenzbandes, das von ω_u bis ω_g oder ω_k reicht, ist dadurch gekennzeichnet, daß das Band in seiner normalen, „niederfrequenten" Lage verstärkt wird. Im Gegensatz hierzu versteht man unter der Trägerfrequenzverstärkung ein Verfahren, bei dem das breite Signalband erst einem sehr hochfrequenten Träger aufmoduliert und dadurch in ein hohes Frequenzgebiet verschoben wird. Dies bringt gewisse Vorzüge mit sich. Soll beispielsweise ein Frequenzband von nahezu 0 Hz···5,5 MHz vom Fernsehstudio zum Fernsehsender in seiner normalen, niederfrequenten Lage übertragen werden, so müssen sämtliche Übertragungsmittel, auch die postalischen Verbindungsleitungen mit ihren Verstärkern, so ausgelegt sein, daß sie diese Frequenzen von nahezu 0 Hz an ohne unzulässig große Amplituden- und Laufzeitfehler übertragen. Ein derartig breites NF-Band zu erreichen, macht größere Schwierigkeiten als wenn man die Bildsignale erst einem Träger im UKW- oder sogar dm-Gebiet aufmoduliert und sie statt über Leitungen drahtlos überträgt.

Zum Verstärken eines trägerfrequenten Breitbandes benutzt man abgestimmte HF-Verstärker. Die einzelnen Stufen sind nach der Prinzipschaltung im *Bild 191* über ein- oder mehrkreisige Resonanzglieder miteinander gekoppelt. Hinsichtlich Verstärkung und Bandbreite zeigen die abgestimmten HF-Verstärker das gleiche Verhalten wie die Niederfrequenzverstärker. Je größer die geforderte Bandbreite

ist, desto kleiner wird die Stufenverstärkung. Da nach der Formel $R_K = L/RC$ (Gl. 94 im I. Band) der Kreiswiderstand R_K und damit bei vorgegebener Bandbreite auch die Verstärkung um so größer wird, je kleiner die Kreiskapazität ist, versucht man stets, mit den Röhren- und Schaltkapazitäten auszukommen.

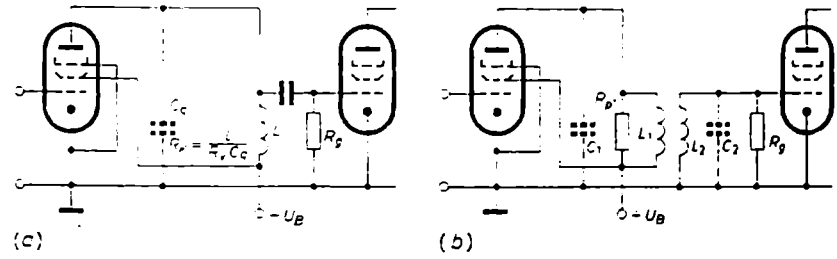


Bild 191. Prinzipschaltung (a) einer einkreisigen und (b) einer zweikreisigen HF-Verstärkerstufe

Über die Wirkungsweise und Berechnung zweikreisiger Bandfilterverstärker ist im I. Band das Wichtigste gesagt. In den Verstärkern mit Einzelkreisen wird meistens das Verfahren der gegeneinander verstimmten Kreise angewendet. Die Einzelkreise werden hierbei nicht alle auf die gleiche (Bandmitten-)Frequenz abgestimmt, sondern nach einem bestimmten Schema gegen die Bandmitte versetzt. Durch gleichzeitig passende Bedämpfung der verschiedenen Kreise läßt sich eine hohe und über einen weiten Frequenzbereich gleichmäßige Verstärkung erreichen.

VI. Gleichspannungsverstärker (Direktgekoppelte Widerstandsverstärker)

1. Einleitung

Durch entsprechend große Bemessung des Kopplungskondensators C_K eines RC-Verstärkers kann man seine untere Übertragungsgrenze beliebig weit nach unten verschieben. Dieses Verfahren hat aber einmal den Nachteil, daß die eingebauten großen Zeitkonstantenglieder aus C_K und R_g den Verstärker bei einer eingetretenen Übersteuerung und Aufladung von C_K durch Gitterstrom für mehrere Sekunden blockieren und ein Arbeiten mit ihm während dieser Zeit unmöglich machen; zum anderen wird ein solcher Verstärker auf Grund unerwünschter Rückkopplungen über den Innenwiderstand der Stromversorgungsquelle im Zusammenwirken mit den großen Koppelkapazitäten leicht instabil. Im Bereich sehr tiefer Frequenzen kommt er in eine Art Selbsterregung, die sich in einem „blubbernden" Geräusch äußert. Diese Erscheinung läßt sich meistens nur unter erheblichem Aufwand an Siebmitteln für die Anodenspannung der Eingangsröhre vermeiden. Ein direkt-

gekoppelter Widerstandsverstärker zeigt diese Nachteile nicht; er bleibt immer betriebsklar und ermöglicht zugleich neben der Verstärkung ganz tiefer Frequenzen die Verstärkung von Gleichspannungen und -strömen.

Gleichstromverstärker spielen in der Meß- und Regeltechnik eine wichtige Rolle. Hier müssen oft sehr langsame Änderungen oder die Absolutwerte von kleinen Gleichströmen und Gleichspannungen angezeigt, registriert und ausgewertet werden. Sofern es sich dabei nur um die Anzeige solcher kleinen Ströme und Spannungen handelt, stehen hierfür in den Spiegelgalvanometern außerordentlich empfindliche und genaue Meßwerke zur Verfügung. Doch sind diese Instrumente nicht für einen robusten Betrieb geeignet. Auch können sie die kleinen Gleichströme und -spannungen nicht verstärken und sie auf solche Werte bringen, wie sie beispielsweise ein Katodenstrahloszillograf zur Strahlablenkung oder ein Steuergerät zur Auslösung eines Steuervorganges benötigt. Sobald es sich im Bereich niedrigster Frequenzen um die Erzeugung von Leistungen handelt, werden Gleichstrom- oder Gleichspannungsverstärker erforderlich [9; 16; 17].

Gleichspannungsverstärker in Form direktgekoppelter Widerstandsverstärker übertragen nicht nur die Frequenz Null der Gleichspannung oder die ganz tiefen, mittleren und hohen Frequenzen des NF-Bereiches. Bei geschickter Auslegung sind sie – gleich einem Breitbandverstärker – in der Lage, alle Frequenzen bis hinauf zu einer sehr hochgelegenen und nur durch die Schalt- und Röhrenkapazitäten bestimmten Grenzfrequenz zu verstärken. Hinsichtlich der Stabilität ihrer Verstärkung und ihres Nullpunktes bereiten Gleichspannungsverstärker dem *RC*-Verstärker gegenüber bedeutende Schwierigkeiten. Während im *RC*-Verstärker die Arbeitspunkte der einzelnen Stufen wegen der gleichspannungsmäßigen Entkopplung und Isolierung jeder Stufe völlig unabhängig voneinander sind, hängen die Arbeitspunktdaten der Röhren eines Gleichspannungsverstärkers stark von den Betriebswerten der vorhergehenden Röhren ab. Kleine Schwankungen der Betriebsspannungen und -ströme der ersten Röhrenstufe machen sich, wenn man nicht in Form von Brücken- und Gegentaktanordnungen besondere Kompensationsvorrichtungen vorsieht, um den Gesamtverstärkungsfaktor vervielfacht, in der Endstufe bemerkbar; gleichzeitig machen sie damit einen stabilen Nullabgleich unmöglich.

2. Loftin-White-Schaltung

Die bekannteste und einfachste Schaltung eines Gleichspannungsverstärkers ist die von *Loftin-White*. Sie ist im *Bild 192* in Form einer dreistufigen Röhrenkaskade dargestellt. Diese Schaltung benötigt nur eine Gleichspannungsquelle, aber mit vielen Anzapfungen und recht hohem Gesamtspannungswert. Denn da das Gitter der jeweils nachfolgenden Röhre immer auf dem Potential der Anode der vorangehenden Röhre liegt und die Katode der nachfolgenden Röhre jeweils um die Gittervorspannung dieser Röhre positiver sein muß, steigen die Katodenpotentiale und damit die Anodenpotentiale von Stufe zu Stufe.

Die im *Bild 192* eingetragenen Spannungen und Widerstände sind Richtwerte; sie könnten in dieser Größe beispielsweise der Röhre ECC 82 zugeordnet sein. Bei 14facher Verstärkung der ersten Stufe werden U_e-Spannungen von maximal 10 mV am Gitter der zweiten Röhre mit 140 mV erscheinen. Diese Steuerspannung ist noch so gering, daß man die zweite Röhre in dem gleichen Arbeitspunkt wie die erste arbeiten lassen kann. Daraufhin wird sie dieselbe Stufenverstärkung von etwa 14 zeigen und folglich an das Gitter der dritten Röhre eine Wechselspannung oder

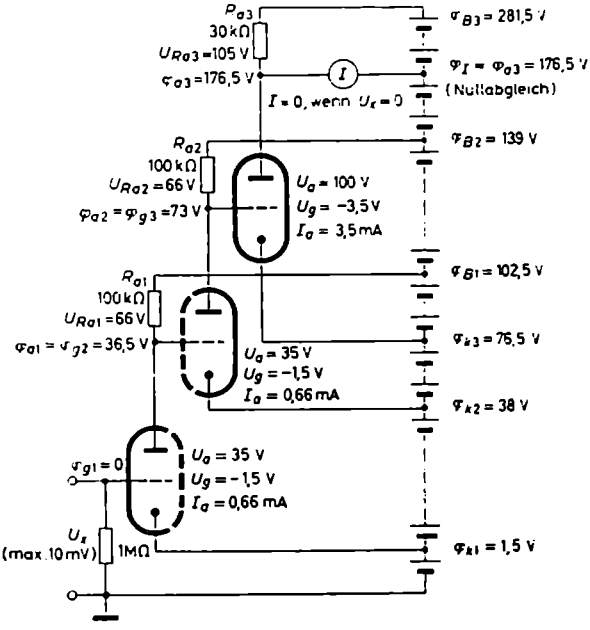


Bild 192. Direktgekoppelter Gleichspannungsverstärker in Kaskadenschaltung (Loftin-White-Schaltung)

Gleichspannungsänderung von $14 \cdot 140$ mV ≈ 2 V abgeben. Soll diese Röhre durch die Steuerspannung von 2 V nicht ins Anlaufgebiet des Gitterstroms ausgesteuert werden, so muß sie eine Vorspannung von etwa $-3{,}5$ V erhalten. Bei einer geschätzten Verstärkung von $v_3 = 10$ treten auf der Anodenseite Wechselspannungen oder Gleichspannungsänderungen von etwa ± 20 V auf. Damit sie unverzerrt bleiben, muß die Anodenspannung der dritten Röhre etwa 100 V betragen. Nach dem Kennlinienfeld der ECC 82 (*Bild 31*) gehört zu $U_g = -3{,}5$ V und $U_a = 100$ V ein Anodenstrom von $I_a \approx 3{,}5$ mA. Um eine Verstärkung von rund 10 zu erhalten, muß der Anodenwiderstand wenigstens 30 kΩ groß gewählt werden. Dies bedeutet, daß an dem Widerstand eine Spannung von $30\ \text{k}\Omega \cdot 3{,}5\ \text{mA} = 105$ V abfällt. Wie den eingetragenen Potentialzahlen entnommen werden kann, benötigt die Kas-

kadenschaltung eine Gesamtbatteriespannung von $U_B \approx 280$ V; dabei zeigt sie eine Gesamtverstärkung von $v_{ges} = 14 \cdot 14 \cdot 10 \approx 2000$.

3. Gleichspannungsverstärker mit Potentiometerkopplung

Mit geringerer Gesamt-peisespannung kommt man aus, wenn man zwischen die Anoden der einen und die Gitter der nachfolgenden Röhren Gegenbatterien schaltet. Sie setzen das Potential von dem hohen Wert der jeweiligen Anode zum Gitter der nachfolgenden Röhre hin auf einen niedrigen Wert herunter, so daß die Katodenpotentiale nicht mehr dauernd aufgestockt zu werden brauchen. Die Gegenbatterien übertragen wegen ihres verschwindend kleinen Wechselstrom-Innenwiderstandes alle Wechselspannungen und Gleichspannungsänderungen ungeschwächt

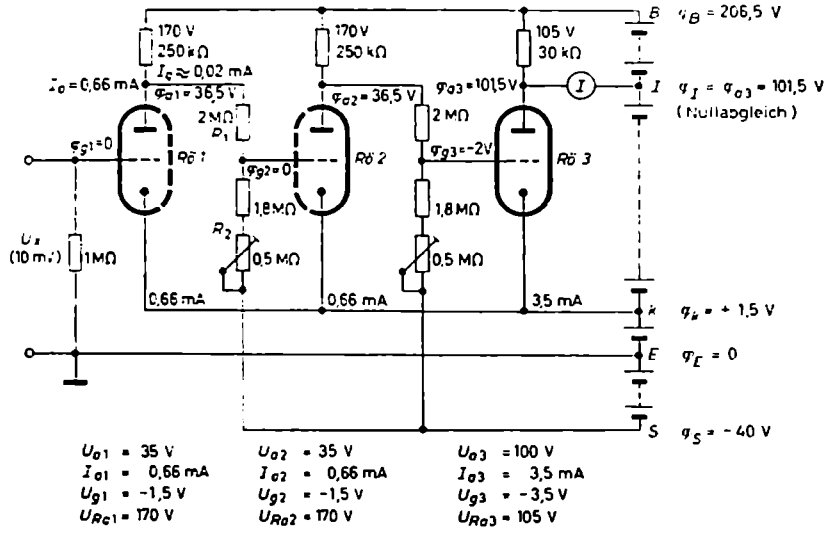


Bild 193. Gleichspannungsverstärker mit Potentiometerkopplung

auf das Steuergitter der nachfolgenden Röhre. An die Stelle der Gegenbatterien können auch Glimmstabilisatoren und Zenerdioden treten. In der Praxis wird, um die aufwendigen Hilfsbatterien einzusparen und um der Einfachheit der Schaltung willen, meistens eine Potentiometerschaltung nach *Bild 193* benutzt. Der Spannungsteiler liegt auf der einen Seite an der Anode der Vorröhre und auf der anderen Seite am negativen Pol einer Sonderbatterie U_s. Der Abgriff führt an das Gitter der nachfolgenden Röhre. Die Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2 und die Sonderbatterie mit ihrer Spannung U_s müssen so beschaffen sein, daß das Gitter die erforderliche Vorspannung erhält. Bei der mathematischen Formulierung dieser Bedingung geht man davon aus, daß sich zwischen den Widerständen und den Span-

nungen an ihnen beziehungsweise den Potentialen der einzelnen Schaltungspunkte folgende Beziehung aufstellen läßt:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{R_2}}{U_{R_1+R_2}} = \frac{\varphi_{g2} - \varphi_s}{\varphi_{a1} - \varphi_s} = \frac{\varphi_{g2} - \varphi_{k2} + \varphi_{k2} - \varphi_E + \varphi_E - \varphi_s}{\varphi_{a1} - \varphi_{k1} + \varphi_{k1} - \varphi_E + \varphi_E - \varphi_s}$$

$$\frac{(\varphi_{g2} - \varphi_{k2}) + (\varphi_{k2} - \varphi_E) + (\varphi_E - \varphi_s)}{(\varphi_{a1} - \varphi_{k1}) + (\varphi_{k1} - \varphi_E) + (\varphi_E - \varphi_s)}$$

Beachtet man, daß die Katodenpotentiale φ_{k1} und φ_{k2} gleich groß sind und daher für φ_{k2} auch φ_{k1} geschrieben werden kann, erhält man die Beziehung

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{g2} + U_{g1} + U_s}{U_{a1} - U_{g1} + U_s} \tag{172}$$

Aus ihr läßt sich, wenn die Widerstände R_1 und R_2 nach wechselstromtechnischen Gesichtspunkten ausgewählt wurden, die erforderliche Spannung U_s der Sonderbatterie errechnen oder aber, wenn U_s festliegt, das aus gleichstromtechnischen Gründen erforderliche Teilerverhältnis der Widerstände ermitteln.

Wenn an der Anode von *Rö 1* eine Spannungsänderung von ΔU_{a1} auftritt, gilt in bezug auf die Spannungsänderungen ΔU_{g2} am Gitter von *Rö 2* die Beziehung

$$\frac{\Delta U_{g2}}{\Delta U_{a1}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

oder

$$\Delta U_{g2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Delta U_{a1} \tag{173}$$

Dies folgt aus Gl. (172), wenn man beachtet, daß die Vorspannung U_{g1} und die Spannung U_s der Sonderbatterie konstant sind und daher keine ΔU-Werte aufweisen. Die Beziehung in Gl. (173) besagt, daß in der Potentiometerschaltung von der an der Anode von *Rö 1* auftretenden Änderung ΔU_{a1} nur ein Bruchteil als Steuerspannung an die zweite Röhre weitergegeben wird. Nach der Verstärkung in der einen Röhre erfährt somit das Signal durch die Potentiometerschaltung auf dem Wege zum Gitter der nachfolgenden Röhre eine Schwächung. Die Schwächung ist nach Gl. (173) um so geringer, je größer R_2 gegenüber R_1 ist. Ein großer Widerstand R_2 setzt aber eine große Spannung U_s der Sonderbatterie voraus. Wählt man beispielsweise $R_2 = R_1$, läßt man demnach eine Schwächung um den Faktor 2 zu, so wird nach Gl. (172), wenn man in ihr die relativ sehr kleinen Vorspannungswerte U_{g1} und U_{g2} gegenüber U_a vernachlässigt und näherungsweise

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{U_s}{U_{a1} + U_s}$$

setzt,

$$\frac{U_s}{U_{a1} + U_s} \approx \frac{1}{2}$$

oder

$$U_s \approx U_{a1}$$

Soll die Schwächung geringer ausfallen, so muß R_2 größer gewählt werden. Dann wird aber $U_s > U_a$.

In der Schaltung nach *Bild 193* sind für die drei Röhren die gleichen Arbeitspunktwerte wie im *Bild 192* vorgesehen. Legt man, um die Anzahl der Anzapfungen der Batterie zu reduzieren, die Anoden der beiden ersten Röhren mit an die volle Batteriespannung von 206,5 V an, so müssen die Anodenwiderstände R_{a1} und R_{a2} mit rund 250 kΩ gewählt werden, damit an ihnen bei einem Anodenstrom von 0,66 mA und einem Querstrom von $I_q = (36{,}5 \div 40)\ \mathrm{V}/4\ \mathrm{M\Omega} \approx 20\ \mu\mathrm{A}$ ein Spannungsfall von etwa 170 V auftritt und die Röhren mit 35 V Anodenspannung arbeiten. Um die Vorspannungen genau einstellen zu können, ist der Widerstand $R_2 = 2\ \mathrm{M\Omega}$ in einen festen von 1,8 MΩ und einen regelbaren von 0,5 MΩ aufgeteilt. Wird die Spannung der Sonderbatterie so gewählt, daß das Potential φ_s ihres negativen Endes um so viel negativer wird, als das Potential φ_a der Anode positiv ist, wird also $-\varphi_s = \varphi_{a1} = U_{a1} + \varphi_{k1} = 35\ \mathrm{V} + 1{,}5\ \mathrm{V} = 36{,}5\ \mathrm{V}$ gewählt, so müssen in der ersten Koppelstufe R_1 und R_2 genau gleich groß sein, wenn das Gitter von *Rö 2* auf das Potential von 0 V gebracht werden und damit um 1,5 V negativer als die Katode sein soll.

Da die dritte Röhre ein Gitterpotential von − 2 V verlangt, damit die Vorspannung − 3,5 V wird, muß hier das 500-kΩ-Potentiometer auf etwas weniger als 0,2 MΩ eingeregelt werden. Im ganzen ergibt sich in dieser Schaltung, obgleich die Röhren in den gleichen Arbeitspunkten wie in der Schaltung nach *Bild 192* arbeiten und damit für sich allein etwa die gleiche Verstärkung zeigen, eine geringere Verstärkung. Dies hängt mit der zweimaligen Schwächung um je den Faktor 2 durch die Potentiometer zusammen. Die Gesamtverstärkung hat, wenn man die Eigenverstärkung der beiden ersten Röhren wegen des höheren Anodenwiderstandes zu 14,5 statt 14 ansetzt, den Wert

$$v_{ges} \approx 14{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 14{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 10 \approx 520$$

Die vorliegende Schaltung benötigt dafür eine etwas kleinere Batteriespannung von im ganzen 206,5 V ÷ 40 V ≈ 250 V.

Den beiden bis jetzt besprochenen Schaltungen haftet der große Mangel an, daß sich geringe Schwankungen in den Betriebsströmen und -spannungen der ersten Stufen in der Endstufe um den jeweiligen Verstärkungsfaktor vergrößert auswirken. Ändert sich beispielsweise durch Röhrenalterung der Anodenstrom der ersten Röhre, so ändert sich der Spannungsfall über dem Anodenwiderstand dieser Röhre und damit auch das Gitterpotential der zweiten Röhre. Da sie nicht entscheiden kann, ob die Schwankung von einer tatsächlichen U_x-Änderung oder einer Störung kommt, meldet sie die Änderung um ihren Verstärkungsfaktor vergrößert an die nächste Stufe und von dort noch einmal verstärkt an die Endstufe weiter. Dadurch wird, obgleich U_x konstantgeblieben ist, eine Änderung in der Anzeige hervorgerufen. Der Nullpunkt verschiebt sich, er ist nicht stabil. Eine gute Stabilisierung des Nullpunktes setzt voraus, daß der direktgekoppelte Widerstandsverstärker aus einer bis aufs äußerste konstantgehaltenen Spannungsquelle gespeist wird. Daneben

müssen zur Vervollständigung der Stabilisierung des Nullpunktes und der Verstärkung weitere Maßnahmen ergriffen werden. Sie bestehen in der Anwendung starker Gegenkopplungen und in der Symmetrierung der ganzen Schaltung. Durch Gegenkopplung wird die Verstärkung konstantgehalten; die Symmetrierung sorgt dafür, daß sich Störspannungsgrößen, die durch Betriebsschwankungen entstanden sind, innerhalb der Schaltung kompensieren, dagegen die äußere, zu messende U_x-Spannung ihre volle Verstärkung erfährt. Am besten eignen sich zur Symmetrierung Brückenschaltungen und Gegentaktschaltungen.

4. Brückenschaltung eines Gleichspannungsverstärkers

Die Prinzipschaltung eines in Form einer Brücke aufgebauten einstufigen Gleichspannungsverstärkers zeigt *Bild 194*. Die Brücke besteht aus den Katodenwiderständen R_{k1} und R_{k2} und den Röhren *Rö 1* und *Rö 2*. Die Katodenwiderstände sind

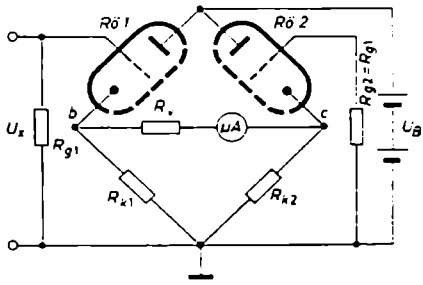


Bild 194. Prinzip eines einstufigen Gleichspannungsverstärkers in Brückenschaltung

gleich groß und sorgen dafür, daß die Katoden den Gittern gegenüber positiv vorgespannt sind. Sie haben in dieser Schaltung im Gegensatz zu den folgenden ganz normale Werte zwischen 100 und 2000 Ω. In der einen Brückendiagonale liegt das empfindliche Drehspulinstrument, in der anderen wirkt die Batteriespannung U_B. Das Gitter von *Rö 2* ist über $R_{g2} = R_{g1}$ an Masse gelegt. Auch das Gitter von *Rö 1* liegt, solange keine Spannung U_x auftritt, auf Massepotential. Sind die Röhren gleichartig und in ihrem Kennlinienverlauf genau übereinstimmend, so ist die Brücke im Zustand $U_x = 0$ abgeglichen. Die Röhren führen gleiche Ströme, die an R_{k1} und R_{k2} gleich große Katodenspannungen hervorrufen und somit den Punkten *b* und *c* gleiches Potential erteilen. Durch das Instrument fließt kein Strom. Die Gleichheit der Arbeitspunkte und Kennlinien der beiden Systeme ist weitgehend gewährleistet, wenn sie als Doppeltriode in einem Röhrenkolben untergebracht sind und einen gemeinsamen Heizfaden haben.

Wird an das Gitter von *Rö 1* eine kleine positive oder negative Spannung U_x gelegt, ändert sich der Anodenstrom dieser Röhre und damit auch ihre Katodenvorspannung; es ändert sich also das Potential von *b*. Hierdurch kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht, und der Zeiger des Instrumentes schlägt aus. Die zu messende Spannung U_x ändert gewissermaßen den Gleichstromwiderstand von *Rö 1* und

verstimmt dadurch die Brücke. Die Größe des Instrumentenstromes ist ein Maß für die angelegte Spannung und ist ihr nach Maßgabe der Kennlinienlinearität streng proportional. Polt man die Eingangsspannung um, so fließt in der Instrumentendiagonale ein umgekehrter Strom.

Schaut man sich die Röhrenzweige mit ihren Katodenwiderständen auf die Art der verwendeten Grundschaltung hin an, so erkennt man, daß es sich hier um eine Anodenbasisschaltung oder einen Katodenverstärker handelt. Die Anode liegt unabhängig vom Anodenstrom und seiner Änderung, da kein R_a vorhanden ist, auf dem konstanten Potential φ_B der Speisebatterie. Ein Katodenverstärker hat, wie im Abschnitt B.IV.3. nachgewiesen wurde, eine Verstärkung kleiner als Eins. Die Verstärkung kommt nach Gl. (161) um so mehr an den Wert 1 heran, je größer die Katodenwiderstände gegenüber dem wirksamen Innenwiderstand $R_i' \approx 1/S$ der Anodenbasisschaltung sind. Der niederohmige Ausgang der einzelnen Röhrenstufe besagt, daß die Schaltung gleichzeitig als Impedanzwandler arbeitet. Die an R_{k1} auftretenden Spannungsänderungen ΔU_{k1} sind zwar nicht größer als die Eingangsspannung, strenggenommen sogar kleiner als U_x, aber sie stammen aus einem Generator mit dem sehr niederohmigen Innenwiderstand $1/S$. Der Schaltung kann dadurch an dieser Stelle eine wesentlich größere Leistung entnommen werden, als sie eingangsseitig an R_{g1} und dem Gitter zur Verfügung steht. Dementsprechend kann hier ein robusteres Instrument zur Anzeige benutzt werden. Die Stromgegenkopplung sorgt im übrigen für eine weitgehende Unabhängigkeit der Schaltung gegenüber Nichtlinearitäten und Schwankungen in den Betriebsdaten der Röhren.

Auch die Vergleichsröhre *2* arbeitet in Anodenbasisschaltung. Man kann auch sagen, sie arbeitet in Gitterbasisschaltung, weil ihr Gitterpotential praktisch festliegt, bei direkter Erdung sogar absolut fest. Auf jeden Fall zeigt auch dieser Röhrenzweig zwischen Katode und Masse nur einen kleinen elektronischen Eingangswiderstand R_{e2} von etwa $1/S_2$. Wechselstrommäßig schließt er den ohmschen Katodenwiderstand R_{k2} praktisch kurz. Diese Widerstandsverhältnisse, die in der Ersatzschaltung vom *Bild 195* zusammengestellt sind, lassen es verständlich scheinen, daß sich die Potentialänderungen $\Delta\varphi_{k1} = v\,U_x \approx U_x$ nur zu einem ganz geringen Bruchteil am

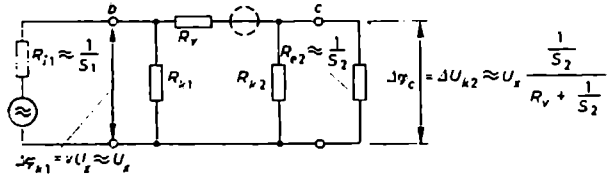


Bild 195. Ersatzschaltung für die Speisung des Instrumentendiagonalzweiges im *Bild 194*

Punkt c bemerkbar machen. Die Katode von *Rö 2* schwankt in ihrem Potential verschwindend wenig, wenn an der Katode von *Rö 1* und damit über R_{k1} Spannungsschwankungen auftreten. φ_{k2} ist nach dem Ersatzschaltbild um so konstanter, und *Rö 2* arbeitet in der Brückenschaltung um so besser als reine Vergleichsröhre, je

größer der Instrumenten- oder Vorwiderstand R_v gegenüber der Parallelschaltung von R_{k2} und $R_{r2} \approx 1/S_2$ ist. Je stabiler das Potential φ_c ist, das heißt, je geringer die Potentialschwankungen

$$\Delta\varphi_c = \Delta U_{k2} \approx U_r \frac{\frac{1}{S_2}}{\frac{1}{S_2} + R_v}$$

sind, desto mehr Spannung steht für die Instrumentenanzeige zu Verfügung.

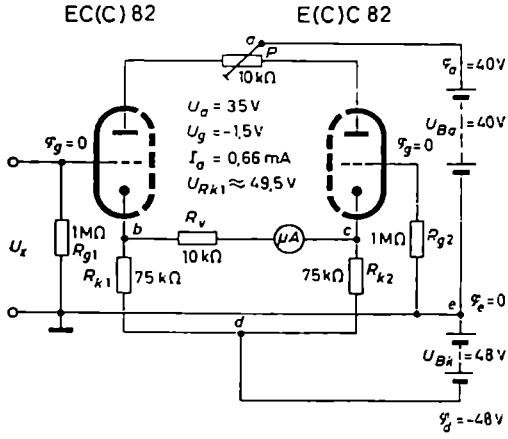


Bild 196. Einstufiger Gleichspannungsverstärker in Brückenschaltung mit Abgleichpotentiometer P in der Anodenzuleitung und großen Katodenwiderständen

Die Brückenschaltung gibt eine gute Nullpunktsicherheit. Bei Schwankungen in der Stromversorgung wandert der Nullpunkt um so weniger, je besser die beiden Röhren in ihren Kennlinien und damit in ihren Gleichstromwiderständen übereinstimmen. Zum Ausgleich kleiner Unterschiede in den Röhrendaten kann entweder nach *Bild 196* in die Anodenzuleitung oder nach *Bild 197* in die Katodenzuleitung ein kleines Potentiometer eingesetzt werden.

Verwendet man in diesen Schaltungen große Katodenwiderstände von beispielsweise 75 kΩ, um die Verstärkung möglichst nahe an Eins heranzubringen und eine große Stromkopplung zu erhalten, durch die dann die Schaltung gegen alle störenden Einflüsse gut stabilisiert wird, so treten an den Widerständen große Gleichspannungsfälle auf. Um sie, das heißt um $U_k - U_g$, muß das Potential des Punktes d gegenüber Masse oder Erde ins Negative verschoben werden, denn die Steuergitter liegen im Ruhezustand nach wie vor auf Massepotential. Wird beispielsweise die Doppeltriode ECC 82 benutzt und werden ihre Arbeitspunktdaten genauso wie in der ersten Stufe vom *Bild 192* gewählt, so bilden sich bei $I_a = I_k = 0{,}66$ mA an den 75 kΩ großen Katodenwiderständen Spannungen von 49,5 V aus. Da die Gitter auf Massepotential liegen und dementsprechend bei 1,5 V Vorspannung die Katoden auf das Potential $\varphi_b = \varphi_c = +1{,}5$ V gelegt werden müssen, ist dem Punkt d

das Potential $\varphi_d = \varphi_b - U_{bd} = \varphi_b - U_{Rk} = +1{,}5\ \mathrm{V} - 49{,}5\ \mathrm{V} = -48\ \mathrm{V}$ zu erteilen. Dies bedeutet, daß der Spannung der Katodenbatterie ein Wert von $U_{Rk} = 48\ \mathrm{V}$ zu erteilen ist.

Aus der Anodenspannung von 35 V für den vorgesehenen Arbeitspunkt und dem Spannungsfall von 0,66 mA · 5 kΩ = 3,3 V über dem Potentiometer P in Mittelstellung folgt, daß der Punkt a das Potential $\varphi_a = \varphi_k + U_a + U_P = 1{,}5\ \mathrm{V} + 35\ \mathrm{V} + 3{,}3\ \mathrm{V} \approx 40\ \mathrm{V}$ annehmen und die Anodenbatterie eine Spannung von $U_{Ba} = 40\ \mathrm{V}$ haben muß; die gesamte Speisespannung erhält dann einen Wert von $U_{Ba} + U_{Rk} = 88\ \mathrm{V}$.

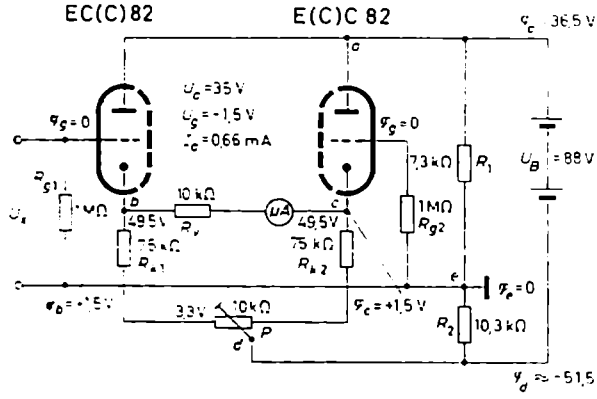


Bild 197. Einstufiger Gleichspannungsverstärker in Brückenschaltung mit Abgleichpotentiometer P in der Katodenzuleitung

Anstatt wie im *Bild 196* die Gesamtbatterie anzuzapfen und die Anzapfstelle c zu erden, kann eine entsprechende Potentiometerschaltung aus zwei Widerständen R_1 und R_2 verwendet werden. Von dieser Möglichkeit ist im *Bild 197* Gebrauch gemacht worden. Hier ist außerdem das Symmetrierpotentiometer aus der Anodenzuleitung in die Katodenzuleitung verlegt worden. Bei einem angenommenen Querstrom von 5 mA für R_1 und R_2 ergibt sich – da über R_1 36,5 V und über R_2 51,5 V abfallen müssen – für R_1 ein Wert von 36,5 V/5 mA = 7,3 kΩ und für R_2 ein Wert von 51,5 V/5 mA = 10,3 kΩ.

5. Gleichspannungsverstärker in Gegentaktschaltung

Die beschriebene Brückenschaltung wird oft als Eingangsstufe eines mehrstufigen Gleichspannungsverstärkers in Gegentaktschaltung benutzt; sie hat hier dann nur die Aufgabe der Impedanzwandlung. Man erwartet von ihr keine Spannungsverstärkung, sondern lediglich, daß sie die zu messende Spannungsquelle nicht belastet und den nachgeschalteten, eigentlichen Spannungsverstärker niederohmig speist. Wie ein Vergleich zwischen der Eingangsstufe des Gegentaktverstärkers im

Bild 198 und der Brückenschaltung im *Bild 197* erkennen läßt, handelt es sich in beiden Fällen um genau die gleiche Schaltung. Der einzige Unterschied liegt in der Dimensionierung der Widerstände, die sich nach der Höhe der gewählten Betriebsspannung zu richten hat.

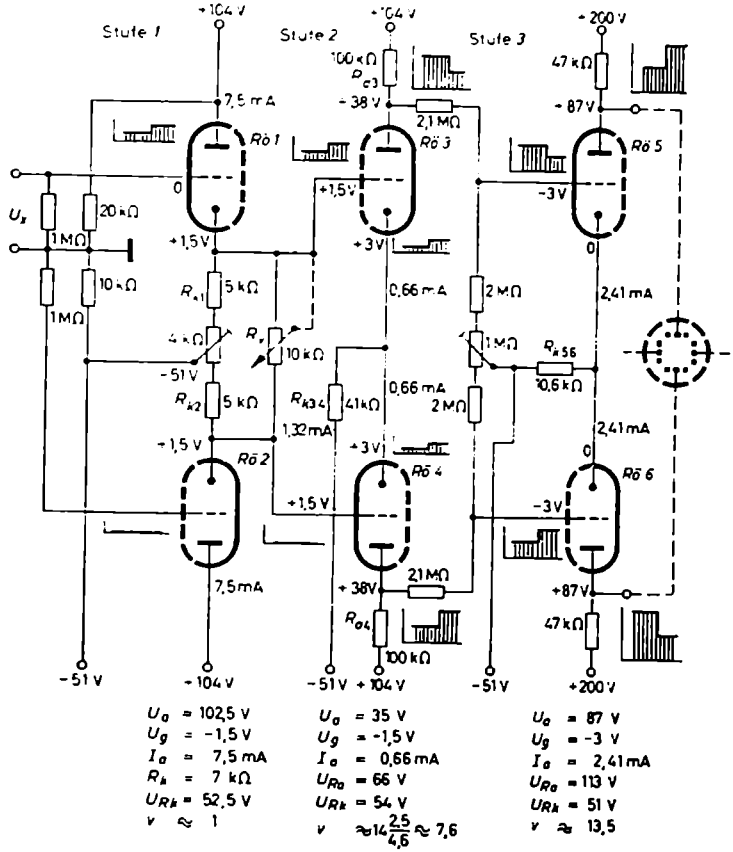


Bild 198. Prinzipschaltung eines Gegentaktgleichspannungsverstärkers
(Bei Regelung der Verstärkung ist die gestrichelte Verbindung einzuführen und bei x aufzutrennen. Die eingetragenen Spannungswerte sind Potentiale, bezogen auf die Masse mit dem Potential Null)

Für die erste Stufe ist die gleiche Batteriespannung wie für die zweite Stufe vorgesehen. Da die zweite Stufe in normaler Katodenbasisschaltung arbeitet, benötigt sie nach der Röhrentabelle (ECC 82) bei einem Anodenwiderstand von 100 kΩ, wie in der Schaltung vom *Bild 192*, eine Batteriespannung von annähernd 104 V. Die zweite und dritte Stufe sind als Gegentaktstufe ausgebildet.

Die an dem Widerstand R_{k1} der Eingangsstufe auftretenden und zu verstärkenden Potentialänderungen werden direkt – gegebenenfalls bei Regelung der Verstärkung durch Abgriff am Widerstand R_r – auf das Gitter von *Rö 3* übertragen. Da sich das Katodenpotential von *Rö 2*, wie oben begründet wurde, praktisch nicht ändert, liegt das Gitter von *Rö 4* auf dem praktisch konstanten Potential von etwa 1,5 V. Die gegentaktige Aussteuerung dieser Röhre erfolgt über die Katodenkopplung der beiden Röhren *3* und *4*. Wenn *Rö 3* beispielsweise durch einen positiven Spannungssprung am Gitter so ausgesteuert wird, daß ihr Katodenstrom I_{k3} und damit auch die Spannung am gemeinsamen Katodenwiderstand R_{k34} zunimmt, dann verschieben sich die Potentiale der Katoden von *Rö 3* und *4* in positiver Richtung. Für *Rö 3* bedeutet dies eine Gegenkopplung und für *Rö 4* eine Vergrößerung ihrer negativen Gittervorspannung und damit eine Abnahme ihres Katodenstromes. Es ist also so, daß ein positiver Spannungssprung am Eingang des Verstärkers in *Rö 3* eine Vergrößerung und in *Rö 4* eine Verkleinerung des Anodenstromes bewirkt. Die Anodenspannungssprünge verlaufen damit entgegengesetzt; hierin besteht das gegentaktige Verhalten und Arbeiten der beiden Röhren der zweiten Stufe.

Die entgegengesetzt gerichteten Änderungen der Katodenströme haben zur Folge, daß der resultierende Spannungsfall am gemeinsamen Katodenwiderstand R_{k34} kleiner wird. Würde der Rückgang im Katodenstrom von *Rö 4* genau dem Anstieg des Katodenstromes von *Rö 3* entsprechen, so bliebe der resultierende Katodenstrom absolut konstant. Dies ist aber praktisch nicht möglich, denn dann würde sich ja an R_{k34} keine Spannungsänderung ausbilden und als Folge davon zwischen Gitter und Katode von *Rö 4* keine Steuerspannung entstehen. In diesem Fall bestünde für den Katodenstrom von *Rö 4* nicht der geringste Anlaß, sich zu ändern. Mit dem Wegfall der Kompensationswirkung von ΔI_{k4} würden die Katodenstromänderungen von *Rö 3* aber sofort an R_{k34} wieder neue Spannungsschwankungen hervorrufen. Es läßt sich zeigen, daß die Katodenstromänderungen der beiden Röhren nie genau gleich groß sind und sich daher nie völlig ausgleichen. Die Eingangsspannung U_r wird an R_{k34} immer gewisse Spannungsverschiebungen hervorrufen, die allerdings kleiner als ohne die Gegentaktröhre *4* sein werden. *Rö 3* stört dies nicht; für sie bedeutet es lediglich eine Abnahme der Gegenkopplung. *Rö 4* wird im ganzen etwas schwächer als *Rö 3* ausgesteuert. Die Anodenspannungsänderungen von *Rö 3* und *4* weisen damit stets eine kleine Unsymmetrie auf. Die Unsymmetrie bleibt klein, wenn das Produkt $S R_{k34}$ groß gegen Eins ist. Sie wird im übrigen in den nachfolgenden Verstärkerstufen laufend verkleinert, da diese zusätzlich zur gegentaktigen Gitteransteuerung mit einer gewissen Katodenkopplung arbeiten. Es zeigt sich, daß die Röhre mit den größeren Gitterspannungsschwankungen über ihre größeren Katodenstromänderungen und Spannungsschwankungen am gemeinsamen Katodenwiderstand die Röhre mit der geringeren Gitteraussteuerung von der Katodenseite aus mitzieht und mitaussteuert.

Da die erste Röhrenstufe als Impedanzwandler keine Verstärkung hat und in der zweiten Stufe höchstens mit einer Verstärkung von v_2 etwa 10···20 gerechnet werden kann, die durch die nachfolgende Potentiometerschaltung noch heruntergedrückt

wird, hat ein Gleichspannungsverstärker in seiner praktischen Ausführung stets weitere Verstärkerstufen. Von ihnen ist im *Bild 198* nur eine, nämlich die mit den Röhren *5* und *6*, gezeichnet. Die einzelnen Stufen werden in den meisten Fällen über Potentiometerschaltungen gekoppelt.

Je höher man in der Verstärkung des Eingangssignals kommt, zu desto größeren negativen Gittervorspannungen muß man übergehen. Damit hierbei brauchbare Verstärkungen zustandekommen, müssen die Batteriespannungen entsprechend erhöht werden. Wenn man die großen Spannungsänderungen, die beispielsweise eine Oszillografenröhre zur Aussteuerung ihres Bildschirmes benötigt, der Lage der oberen Grenzfrequenz wegen mit kleinen Anodenwiderständen und nicht zu hohen Batteriespannungen erreichen will, muß man gleichzeitig mit großen Anodenströmen arbeiten. Dies bedingt, daß man zum Aufbau der Endstufen des Verstärkers leistungsfähige, große Röhren verwenden muß, denn nur sie sind in der Lage, außer hohen Spannungen auch große Ströme zu liefern.

VII. Rauschen

1. Weißes Rauschen

Hört man einen Verstärker mit hoher Verstärkung, ohne daß an seinem Eingang ein Nutzsignal liegt, über einen Lautsprecher ab, so nimmt man ein Rauschen wahr. Dies ist ein Geräusch, ähnlich dem eines Wasserfalls oder dem eines aus einem Rohr austretenden Druckluftstrahls. Schließt man den Eingang des Verstärkers mit einem Widerstand ab, dessen Wert gleich dem seines Eingangswiderstandes ist, so wird das Rauschen geringer. Schließt man den Eingang kurz, so geht das Rauschen noch weiter zurück. Zieht man die Eingangsröhre aus ihrer Fassung, so hört das Rauschen praktisch auf. Offensichtlich entstammt das Rauschen bei kurzgeschlossenem Eingang der Eingangsröhre, dagegen der Zuwachs im Rauschen bei angepaßt abgeschlossenem oder offenem Eingang den Widerständen und Schwingkreisen auf der Gitterseite der Eingangsröhre, soweit es nicht von eingestreuten Fremdspannungen herrührt und dabei eine bestimmte Frequenz hat.

Die Rauschspannungen bestehen aus einer großen Anzahl kleiner Wechselspannungen, deren Frequenzen sich dicht an dicht über einen breiten Teil des Hörbereiches erstrecken. Mißt man die in den verschiedenen Frequenzgebieten auftretende Geräuschleistung und stellt man fest, daß die Geräuschleistung je 1 Hz Bandbreite in allen Teilen des Frequenzbereiches gleich groß ist, so spricht man in Analogie zur Optik von einem Weißen Rauschen. Das Amplitudenspektrum eines Weißen Rauschens reicht im Grenzfall von der Frequenz Null bis zur Frequenz nahezu Unendlich.

Die Ursache des Rauschens ist in kleinsten Rauschspannungen zu suchen, die sich in den Widerständen, Röhren oder Transistoren der Eingangsstufe eines Verstärkers ausbilden. An sich rauschen alle Widerstände, Röhren und Transistoren einer

Schaltung; da aber die Rauschspannungen der ersten Verstärkerstufe die größte Verstärkung im Gerät erfahren, machen sie sich am Ausgang am deutlichsten bemerkbar [18].

Das im Lautsprecher hörbare Rauschen klingt, auch wenn es aus einer weißen Rauschquelle stammt, relativ hell, so als ob es wenige oder nur schwache tiefe Frequenzen enthält. Dies hängt mit folgendem zusammen: Wenn die je 1 Hz Bandbreite auftretende Rauschleistung in allen Frequenzbereichen konstant ist, dann ist dennoch im Bereich der tiefen Frequenzen innerhalb einer Oktave wesentlich weniger Rauschenergie enthalten als innerhalb einer Oktave des oberen Hörbereiches. Da eine Oktave zwischen 100 und 200 Hz mit ihrer 100-Hz-Bandbreite 30mal schmaler ist als eine Oktave zwischen 3000 und 6000 Hz, ist auch die in der tiefen Oktave steckende Rauschenergie 30mal kleiner als die in der hohen Oktave auftretende. Hinzu kommt, daß das menschliche Ohr bei geringer Lautstärke für tiefe Frequenzen eine wesentlich geringere Empfindlichkeit als für hohe Töne zwischen 1000 und 5000 Hz hat.

Das Spektrum der Rauschspannungen eines Widerstandes oder einer Röhre beschränkt sich nicht auf den Hörbereich des menschlichen Ohres, es erstreckt sich praktisch über den gesamten Bereich der technischen Frequenzen. Dies wird beispielsweise daran erkenntlich, daß auch ein Rundfunkgerät rauscht, das eingangsseitig nur hohe Frequenzen verarbeitet. Die hochfrequenten Rauschschwingungen bilden, ähnlich den hochfrequenten Nutzseitenbändern, gewissermaßen eine Modulation der Trägerschwingung, die in der Mischröhre zusammen mit den Signalfrequenzen in den Zwischenfrequenzbereich umgesetzt und dann nach der Gleichrichtung als niederfrequentes Rauschen hörbar wird.

2. Rauschquellen

a) Widerstandsrauschen

Durch die ungleichmäßigen Wärmebewegungen der freien Leitungselektronen treten zwischen den Enden eines jeden Leiters, also auch zwischen den Abschlußkappen der Widerstände, kleine elektromotorische Störspannungen auf. Nach entsprechender Verstärkung können sie im Lautsprecher hörbar gemacht werden; sie ergeben ein deutliches Rauschen, das man als Wärme- oder Widerstandsrauschen bezeichnet. Die Schwingungszahlen und Amplituden dieser Rauschspannungen verteilen sich gleichmäßig über das ganze Frequenzgebiet, von den tiefsten bis zu den höchsten, aber endlichen Frequenzen. Es handelt sich um ein Weißes Rauschen, dessen Leistung und Energie proportional der benutzten Bandbreite Δf ist. Der Raucheffekt hängt außerdem wie jede Wärmebewegung von der absoluten Temperatur T des Leiters ab. Die Theorie ergibt, daß die Rauschleistung P_r eines Widerstandes unabhängig von seinem Ohmwert ist und ein Gesetz von der Form

$$P_r = 4kT\Delta f \tag{174}$$

befolgt; in dieser Beziehung ist k die Boltzmannsche Konstante. Sie charakterisiert die Größe der Rauschleistung je Grad und Hertz und hat den Wert

$$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{W/(°K \cdot Hz)} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{Ws/°K}$$

Für Zimmertemperatur von $\vartheta = 20\,°\mathrm{C}$ oder $T = 293 \approx 300\,°\mathrm{K}$ ergibt sich nach dem Einsetzen der Konstante

$$P_r = 1{,}6 \cdot 10^{-20} \Delta f \quad \mathrm{W/Hz} \tag{175}$$

Diese Gleichung besagt, daß in einem Empfänger, der beispielsweise ein Nutzband von 10 kHz und damit auch ein Rauschband von 10 kHz verarbeitet, jeder Widerstand unabhängig von seiner Größe bei Zimmertemperatur in seinem Innern eine Rauschleistung von $P_r = 1{,}6 \cdot 10^{-20} \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{Hz}} \cdot 10\,\mathrm{kHz} = 1{,}6 \cdot 10^{-16}\,\mathrm{W}$ hervorbringt. Der Widerstand gibt davon je nach den Anpassungsverhältnissen an die angeschlossene Schaltung einen mehr oder weniger großen Betrag ab.

Bedenkt man, daß zwischen Leistung und Spannung an einem Widerstand die Beziehung $U = \sqrt{PR}$ besteht, so läßt sich das Rauschen auch durch eine Rauschspannung oder Rausch-EMK U_{r0} charakterisieren. Die Rauschspannung ist die für den praktischen Gebrauch wichtigere Größe, weil sie sich relativ einfach auf das Steuergitter der Eingangsröhre eines Verstärkers beziehen und dort mit der herrschenden Nutzsignalspannung vergleichen läßt. Setzt man Gl. (174) in $U = \sqrt{PR}$ ein, so läßt sich für die Rausch-EMK eines Widerstandes die wichtige Formel herleiten

$$U_{r0} = \sqrt{4kT\Delta f R} \tag{176}$$

Bei Zimmertemperatur von $T_0 = 300\,°\mathrm{K}$ wird nach dem Einsetzen der Konstante

$$\frac{U_{r0}}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} \tag{177}$$

und bei beliebiger Temperatur

$$\frac{U_{r0}}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}} \frac{T}{T_0}} \tag{178}$$

Ist zum Beispiel $R = 10\,\mathrm{k\Omega}$ und das verarbeitete Frequenzband $\Delta f = 10\,\mathrm{kHz}$, so wird bei $T_0 = 300\,°\mathrm{K}$

$$\frac{U_{r0}}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{10\,\mathrm{k\Omega}}{\mathrm{k\Omega}} \frac{10\,\mathrm{kHz}}{\mathrm{kHz}}} = 1{,}3 \quad \text{oder} \quad U_{r0} \approx 1{,}3\,\mu\mathrm{V}$$

Ein Widerstand von 1 MΩ würde eine 10mal größere Rausch-EMK erzeugen. Die in den Gl. (174) bis (178) aufgestellten Beziehungen gelten strenggenommen nur für den Fall, daß der rauschende Widerstand nicht an eine äußere Spannungsquelle

angeschlossen ist. Wird der Widerstand von einem Gleich- oder Wechselstrom durchflossen, so ist sein Rauschen wesentlich stärker.

Aus der Rausch-EMK U_{r0} kann die bei Anpassung an einen rauschfrei gedachten Widerstand R_a optimal abgebbare Rauschleistung berechnet werden. Bei Anpassung ist R_a gleich dem Widerstand R des rauschenden Widerstandes; gleichzeitig ist die an R_a auftretende Rauschspannung U_r gleich der halben Rausch-EMK $U_{r0}/2$. Hieraus folgt für die maximal abgebbare und übertragbare Rauschleistung ein Wert von

$$P_{r\,max} = \frac{(U_{r0}/2)^2}{R} = k\,T\,\Delta f \tag{179}$$

oder für die je 1 Hz Bandbreite bei einer Raumtemperatur von $T_0 = 300\ ^\circ$K optimal auf einen Verbraucherwiderstand übertragbare Rauschleistung ein Wert von

$$p_{r\,max} = 1\,k\,T_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-21}\ \mathrm{W/Hz} \tag{180}$$

Dieser Wert stellt die in allen Rauschbetrachtungen immer wieder auftretende und als Einheit verwendete Bezugsrauschleistung dar. Daß für die optimal abgebbare Rauschleistung ein nichtrauschender Widerstand als Belastung angenommen wurde, hängt damit zusammen, daß ein rauschender Belastungswiderstand seinerseits an den rauschenden Generatorwiderstand auch eine Rauschleistung abgeben würde. Sie würde, da die Rauschleistungen bei gleicher Temperatur unabhängig vom Widerstandswert sind, ebenso groß wie die des Generatorwiderstandes sein. In diesem Fall würde dann lediglich ein gegenseitiger Austausch, aber keine gerichtete Weitergabe von Rauschenergie stattfinden.

Liegen mehrere Widerstände, oder mit anderen Worten mehrere Rauschgeneratoren, in Reihe, so addieren sich ihre Rauschspannungen zu einer resultierenden Rauschspannung von der Größe

$$U_{r0} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \cdots} = \sqrt{P_1 R_1 + P_2 R_2 + P_3 R_3 + \cdots}$$

oder

$$U_{r0} = \sqrt{4\,k\,\Delta f\,(T_1 R_1 + T_2 R_2 + T_3 R_3 + \cdots)} \qquad \begin{matrix}\text{Rauschspannung}\\ \text{bei Reihenschaltung}\end{matrix} \tag{181}$$

Haben alle Widerstände die gleiche wirksame Rauschtemperatur, so vereinfacht sich Gl. (181) zu

$$U_{r0} = \sqrt{4\,k\,T\,\Delta f\,(R_1 + R_2 + R_3 + \cdots)}$$

Liegen die rauschenden Widerstände parallel, so macht man den Ansatz, daß sich ihre Rauschströme $I = \sqrt{P/R}$ addieren, und zwar nach dem Gesetz

$$I_r = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \cdots} = \sqrt{\frac{P_1}{R_1} + \frac{P_2}{R_2} + \frac{P_3}{R_3} + \cdots}$$

$$= \sqrt{4\,k\,\Delta f\left(\frac{T_1}{R_1} + \frac{T_2}{R_2} + \frac{T_3}{R_3} + \cdots\right)}$$

Diesem aus der Parallelschaltung der Widerstände R_1, R_2, R_3, ... resultierend hervorquellenden Rauschstrom I_r entspricht eine wirksame Rauschspannung U_{r0} von der Größe

$$U_{r0} = I_r R_p = \sqrt{4 k \Delta f R_p^2 \left(\frac{T_1}{R_1} + \frac{T_2}{R_2} + \frac{T_3}{R_3} + \cdots\right)}$$

oder

$$U_{r0} = \sqrt{4 k \Delta f T_w R_p} \qquad \begin{matrix}\text{Rauschspannung} \\ \text{bei Parallelschaltung}\end{matrix} \qquad (182)$$

mit

$$T_w = R_p \left(\frac{T_1}{R_1} + \frac{T_2}{R_2} + \frac{T_3}{R_3} + \cdots\right)$$

und

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \cdots}$$

b) Kreisrauschen

Eine Rauschspannung tritt nicht nur an greifbaren ohmschen Widerständen auf, sondern auch an jedem anderen Wirkwiderstand, also beispielsweise auch an dem Wirkwiderstand eines Schwingkreises; man spricht hier vom Kreisrauschen. Maßgeblich für die Rauschspannung eines Schwingkreises ist die reelle Komponente seines Scheinwiderstandes, also in der Resonanz sein Kreiswiderstand R_K.

Da die Schwingkreise im Mittel- und Langwellenbereich eines Rundfunkgerätes eine Größe von 100···300 kΩ, im Durchschnitt also 200 kΩ, haben, hat man hier nach Gl. (177) bei einer wirksamen Bandbreite von 10 kHz und einer Zimmertemperatur von $T_0 = 300\,°\mathrm{K}$ eine Rauschspannung zu erwarten von

$$\frac{U_{r0}}{\mu V} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} = 0{,}13 \sqrt{\frac{200\,\mathrm{k\Omega}}{\mathrm{k\Omega}} \frac{10\,\mathrm{kHz}}{\mathrm{kHz}}} \approx 5{,}8$$

oder

$$U_{r0} \approx 5{,}8\,\mu V$$

Im Kurzwellenbereich mit seinen kleineren Kreiswiderständen von etwa 10···40 kΩ ergeben sich entsprechend niedrigere Werte von rund 1,3···2,6 μV.

c) Antennenrauschen

Auch eine Antenne rauscht. Für die Stärke ihres Rauschens ist wie beim Schwingkreis nur die Wirkkomponente R_A des Antennenwiderstandes maßgebend. R_A setzt sich aus dem Strahlungswiderstand R_s und dem Verlustwiderstand R_v der Antenne zusammen. Zu diesem „inneren" Rauschen der Antenne muß die kosmische Rauscheinstrahlung, das „galaktische" Rauschen, addiert werden. Die atmosphärischen Störungen, deren Intensität stark vom Wellenbereich und der Tageszeit abhängt, äußern sich im Lang- und Mittelwellenbereich in einem zeitlich stark schwankenden Prasselgeräusch. Im Kurzwellen- und UKW-Gebiet gehen die Störungen in ein

kontinuierliches Rauschen über. Die atmosphärischen Störungen nehmen etwa proportional dem Quadrat der Wellenlänge zu und sind daher im Langwellenbereich besonders stark.

Die Tatsache, daß in der Antenne gewissermaßen zwei Rauschquellen wirksam sind, eine innere auf Grund des Strahlungswiderstandes R_s und eine äußere auf Grund atmosphärischer Störeinstrahlung, berücksichtigt man formelmäßig dadurch, daß man die Rauschtemperatur der Antenne erhöht, im übrigen aber mit dem Widerstand R_s operiert. Der Widerstand wird so heiß angenommen, daß er das gleiche Gesamtrauschen erzeugt wie die Störrauschleistungen aus dem Weltall mit dem Eigenrauschen zusammen. Im Mittel rechnet man mit folgenden Antennenrauschtemperaturen:

$T_A =$	$(0{,}2\cdots2)\cdot10^6$	$(0{,}6\cdots3)\cdot10^3$	$3\cdots7$ °K
im Frequenzbereich um	10	100	1000 MHz

d) Röhrenrauschen

α) Rauschen auf Grund des Schroteffektes und der Stromverteilung

Zu dem Widerstandsrauschen, das Antenne, Schwingkreis und sonstige Wirkwiderstände am Empfängereingang verursachen, kommt als weitere Geräuschquelle das Röhrenrauschen hinzu. Der Anodenstrom einer Röhre ist nicht kontinuierlich; er besteht aus einer großen Anzahl einzelner Elektronen, die in zeitlich nie ganz gleichmäßiger Dichte auf die Anode auftreffen. Diese kleinen Unregelmäßigkeiten machen sich im Lautsprecher oder Kopfhörer als ein feines, etwa durch das Auffallen vieler kleiner Schrotkugeln verursachtes Geräusch bemerkbar; man bezeichnet diesen Effekt daher als Schroteffekt.

Der Schroteffekt stammt aus dem Anodenstrom; er kommt damit an sich erst auf der Anodenseite der Röhre zustande. Man kann ihn sich rein formal und ersatzschaltmäßig aber auch durch eine bestimmte, gleichwertige Rauschspannung am Steuergitter hervorgerufen denken. Da zwischen Anodenstrom und Gitterwechselspannung ein eindeutiger Zusammenhang herrscht, in dem die Steilheit der Röhre eine Rolle spielt, läßt sich die „äquivalente" Gitterrauschspannung aus dem Anodenstrom berechnen. Noch einen Schritt weitergehend, läßt sich das Röhrenrauschen auch durch einen auf der Gitterseite der Röhre liegend gedachten, „äquivalenten Gitterrauschwiderstand" R_g ausdrücken. Entsprechend der allgemeinen Beziehung $I_{a\sim} = S\,U_{g\sim}$ oder $U_{g\sim} = I_{a\sim}/S$ ergibt sich, daß der äquivalente Gitterrauschwiderstand einer Röhre um so kleiner ist, je größer die Steilheit S der Röhre ist. Röhren mit großer Steilheit rauschen weniger als Röhren mit kleiner Steilheit.

Bei Mehrgitterröhren tritt als weitere Rauschquelle das sogenannte Verteilungsrauschen in Erscheinung. Es wird durch die kleinen Zufälligkeiten und Unregelmäßigkeiten hervorgerufen, mit denen die Aufteilung des Emissionsstromes in den Anodenstrom und Schirmgitterstrom erfolgt. Das Verteilungsrauschen vergrößert das Gesamtrauschen einer Pentode wesentlich gegenüber dem einer Triode.

Die *Tabelle 7* gibt in Abhängigkeit von der Art der Röhre und ihrer Schaltung als Verstärker- oder Mischröhre eine Übersicht über die Berechnungsformeln und die Größenordnung von $R_{\ddot{a}}$.

Röhre	Formel	Zahlenwerte
Diode (Oxydkatode)	$R_{\ddot{a}} \approx 2{,}5\, R_i = \frac{2{,}5}{S}$	2··· 5 kΩ
Triode	$\approx \frac{3}{S}$	0,2··· 3 kΩ
Pentode	$\approx \frac{2{,}5}{S}\,\frac{I_a}{I_k}\left(1 + 8\,\frac{I_{g2}}{S}\right)$	0,8···12 kΩ
Additive Mischung mit Triode	$\approx \frac{13}{S}$	1···10 kΩ
Additive Mischung mit Pentode	$\approx \frac{30\cdots70}{S}$	4···25 kΩ
Mischung mit Mischhexode	$\approx \frac{10\,I_a}{S_c^2}$	60···200 kΩ

Tabelle 7
Berechnungsformeln des äquivalenten Gitterrauschwiderstandes und seine Größenordnung

$R_{\ddot{a}}$ erhält man in kΩ, wenn man die Anoden-, Schirmgitter- und Katodenströme in mA sowie die Steilheit S oder Mischsteilheit S_c in mA/V einsetzt. In der *Tabelle 8* sind für einige heute vielbenutzte HF-Eingangsröhren die äquivalenten Rauschwiderstände nach den angegebenen Formeln berechnet; zum Vergleich wurden die Angaben aus den Röhrentabellen mit herangezogen. Die Tabelle gibt zugleich die bei einer Bandbreite von 10 kHz zu erwartenden Gitterrauschspannungen an.

Röhre		S mA/V	I_a mA	I_{g2} mA	S_c mA/V	$R_{\ddot{a}}$ kΩ errechnet	$R_{\ddot{a}}$ kΩ lt. Tabelle	U_{rd} µV	Δf kHz	r_{g100} kΩ
Trioden	EC 92	5,5	–	–	–	0,55	0,5	0,29	10	8
	ECC 81	6,7	–	–	–	0,45		0,29	10	8
	PC 86	14	–	–	–	0,21	0,23	0,2	10	2
	PCC 84	6	–	–	–	0,5		0,3	10	10
	PCC 88	12,5	–	–	–	0,24	0,3	0,22	10	–
Pentoden	EF 41	2,2	6	1,7	–	6,1	6,5	0,38	10	4
	EF 42	9	10	2,4	–	0,7	0,84	1,05	10	–
	EF 80	7,1	10	2,6	–	1,1	1,1	0,43	10	2,5
	EF 89	3,5	9	3	–	4,2	4,2	0,84	10	–
Mischröhre	ECH 81	3	–	–	0,75	53	70	3,5	10	–

Tabelle 8. Rauschwiderstände moderner Röhren

Trioden zeigen mit ihrem R_i zwischen 0,2···3 kΩ ein kleineres Rauschen als die Mehrgitterröhren mit ihrem R_i zwischen 0,8···10 kΩ. Dies ist auf das zusätzliche Stromverteilungsrauschen zurückzuführen. Die rauschärmste Triode ist die PC 86 mit $R_i = 0{,}23$ kΩ. Unter den rauscharmen Pentoden sind die EF 42 mit $R_i = 0{,}84$ kΩ und die EF 80 mit $R_i = 1{,}1$ kΩ zu nennen. Ein wesentlich größeres Rauschen zeigen Mischröhren. Am besten schneidet hier noch die additive Mischung mit Trioden ab. Besonders ungünstig liegen die Verhältnisse bei der multiplikativen Mischung mit Mischhexoden. Die ECH 81 hat beispielsweise einen äquivalenten Rauschwiderstand von etwa 70 kΩ. Aus diesem Grunde ist man in UKW-Geräten wieder auf die alte additive Mischung mit Trioden zurückgegangen.

β) Rauschen auf Grund des Funkeleffektes

Die Katodenaustrittsarbeit für die zu emittierenden Elektronen ist nicht an allen Stellen einer Katode gleich groß. Sie schwankt auch zeitlich auf Grund von plötzlichen Strukturänderungen in der Katodenoberfläche. Diese Unregelmäßigkeiten in der Emissionsfähigkeit der Katode verursachen ein Rauschen, das um ein Vielfaches stärker als das Schrotrauschen ist (Funkeleffekt).

Der Funkeleffekt ist stark frequenzabhängig und macht sich vor allem bei Frequenzen unter 10 kHz bemerkbar. Er steigert sich mit abnehmender Frequenz und muß deshalb besonders bei Verstärkern beachtet werden, die bis nahezu 0 Hz herunter arbeiten sollen. Die vom Funkeleffekt herrührenden Störspannungen des NF-Gebietes lassen sich rechnerisch schlecht erfassen. Aus diesem Grunde wird man bei ausgesprochenen NF-Röhren in den Röhrentabellen kaum Angaben über einen äquivalenten Gitterrauschwiderstand finden. Von den speziell für die Bedürfnisse der Eingangsstufen von NF-Verstärkern entwickelten Röhren sind hinsichtlich geringen Rauschens zu nennen: die Röhre AC 701 für Kondensatormikrofoneingänge und die Röhren EF 86, EF 804 und EF 804 S für die übrigen NF-Verstärker.

γ) Influenzrauschen

Bei Röhren im UKW- und dm-Gebiet tritt zusätzlich zum Schrotteffekt das sogenannte Influenzrauschen auf. Es rührt von Schwankungen in den Influenzvorgängen her, die der Elektronenstrom der Röhre auf Grund von Laufzeiteffekten auf dem Steuergitter hervorruft. Ein Maß für die Größe des Influenzrauschens liefert die reelle Komponente r_e im Röhreneingangswiderstand (Abschnitt A. II. 10. b). r_e rauscht mit annähernd dem 1,4fachen der Katodentemperatur. Da Oxydkatoden im Mittel eine Temperatur von ungefähr 1100 °K haben, hat die für das Influenzrauschen maßgebliche Rauschtemperatur einen Wert von $T_e = 1{,}4 \cdot 1100$ °K ≈ 1500 °K. Sie ist damit 5mal größer als die Raumtemperatur T_0. Bei der Berechnung der Influenzrauschspannung hat man dementsprechend anzusetzen

$$U_{r\,infl} = \sqrt{4\,k\,5\,T_0\,r_e\,\Delta f}$$

r_e wird bei Röhren, die für den Einsatz im UKW- und dm-Gebiet vorgesehen sind, in den Röhrentabellen angegeben, und zwar meistens für eine Frequenz von

100 MHz. Unter Benutzung von Gl. (34) kann daraus das r_t für jede andere Frequenz errechnet werden.

c) Transistorrauschen

Auch Transistoren rauschen; sie liefern eine Rauschspannung, die zur Zeit noch erheblich größer als die der Röhren ist. Das Transistorrauschen stammt im wesentlichen aus dem Kollektorkreis. Die Rauschspannung des Emitterkreises ist um etwa zwei Größenordnungen geringer als die des Kollektorkreises. Die resultierende Rauschspannung eines Transistors steigt näherungsweise proportional mit dem Kollektorgleichstrom. Man wird daher versuchen, in Anfangsstufen mit möglichst kleinen Ruheströmen auszukommen.

Die Ursachen für das Rauschen der Transistoren sind in ihren Feinheiten noch nicht restlos geklärt. Neben dem normalen Wärmerauschen der Elektronen in den einzelnen Schichten müssen, ähnlich dem Funkeleffekt der Röhrenkatoden, sprungartige Widerstandsänderungen in den Sperrschichten eine grundlegende Rolle spielen. Während das Wärmerauschen von der Frequenz unabhängig ist, steigt der „Funkeleffekt" der Transistoren wie bei den Röhren mit abnehmender Frequenz. Das Wärmerauschen eines Transistors läßt sich rechnerisch erfassen, der Funkeleffekt entzieht sich dagegen bis jetzt einer genauen Berechnung. Zu seiner Bestimmung ist man auf experimentelle Messungen angewiesen. In den Datentabellen wird das Rauschen eines Transistors durch die Rauschzahl F charakterisiert; dies ist eine Rauschgröße, deren Bedeutung in dem folgenden Abschnitt dargelegt wird.

3. Rauschzahl

a) Empfindlichkeit, Grenzempfindlichkeit und Rauschzahl eines Empfängers

Zur Beurteilung der Güte eines Empfängers oder Verstärkers benötigt man neben der Angabe seiner Empfindlichkeit eine Angabe über seine Rauschfreiheit. Früher war es üblich, zur Charakterisierung der Empfindlichkeit eines Empfängers die Antennenspannung zu nennen, durch die bei einem Modulationsgrad von 30% am Lautsprecher eine für eine lautstarke Wiedergabe erforderliche Leistung von 50 mW hervorgebracht wird. Durch eine entsprechend große Anzahl von Röhren kann einem Empfänger eine an sich beliebig hohe Empfindlichkeit dieser Art erteilt werden. Heutzutage macht es keine Schwierigkeit, mit beispielsweise 1 oder 2 μV Eingangsspannung und einer entsprechenden Anzahl Röhren die verlangten 50 mW Ausgangsleistung zu erzeugen. Aus dieser Sachlage stammt die heute noch gebräuchliche Beurteilung eines Empfängers nach der Röhrenzahl.

Auf dem Wege nach immer höheren Empfindlichkeiten kam man aber sehr bald an eine physikalische Grenze. Mit der Erhöhung der Verstärkung wird nämlich nicht nur das Nutzsignal höher verstärkt, sondern auch das Rauschen, das Antenne, Eingangskreis und Eingangsröhre mit sich bringen. Bei hoher Empfindlichkeit – siehe hierzu die Ergebnisse im *Beispiel 33* – kann es durchaus vorkommen, daß man zwar

einen schwachen oder weit entfernten Sender empfängt, aber sein Signal dabei völlig oder zu einem großen Teil im Antennen- und Eigenrauschen des Empfängers untergeht. Ist man an diesem Punkt angelangt, so hat es keinen Sinn mehr, die Empfindlichkeit weiter hochtreiben zu wollen.

Eine gerechte Empfindlichkeitsbetrachtung muß auch das Rauschen miteinbeziehen. Von dieser Sachlage ausgehend, wird die Rauschfreiheit von AM-Empfängern zum Teil dadurch charakterisiert, daß man die hochfrequente Eingangsspannung angibt, die bei 30%iger Modulation am Empfängerausgang eine um 26 dB über der Rauschspannung liegende Nutzsignalspannung erzeugt. Dabei wird vorausgesetzt, daß man mit dieser Spannung auch die 50 mW Ausgangsleistung erreicht. Bei UKW-Geräten mit Frequenzmodulation wird in ähnlicher Weise verfahren und als Maß für die Rauschfreiheit die Eingangsspannung angegeben, die bei einem Frequenzhub von beispielsweise 25 kHz ein um ebenfalls 26 dB über dem Rauschen liegendes Nutzsignal hervorbringt. Bei NF-Verstärkern charakterisiert man die Rauschfreiheit und zugleich die Empfindlichkeit dadurch, daß man für die vorgesehene maximale Ausgangsnutzspannung oder -leistung außer dem Rauschabstand am Ausgang (meistens $>$ 60 dB) die Verstärkung (beispielsweise 50 dB) angibt.

Ein anderes, ebenfalls die Rauschverhältnisse festlegendes Maß stellt die „Rauschzahl" oder die „Grenzempfindlichkeit" dar [19]; sie wird auch Rauschfaktor oder kT_0-Zahl genannt. Dieses Maß sagt nichts über die Verstärkung des Empfängers aus. Es wird als selbstverständlich angenommen, daß das Gerät eine genügend hohe Verstärkungsziffer hat. Die Grenzempfindlichkeit oder Rauschzahl gibt an, welche Leistung der Sender je 1 Hz Bandbreite an die Antenne eines Empfängers abgeben muß, damit am Ausgang ein Nutzsignal/Rauschsignal-Verhältnis von 1 : 1 erreicht wird. Man geht dabei von der Annahme aus, daß ein geübter Funker Telegrafiesignale, deren Energie gleich der der Rauschspannungen ist, gerade eben noch aus dem Rauschspiegel heraushören und entziffern kann. Je geringer die für ein Nutzsignal/Stör-Verhältnis von 1 : 1 erforderliche Antennenleistung ist, desto fernere und schwächere Sender kann der Funker abhören, desto empfindlicher ist für ihn der Empfänger.

Die Rauschzahl geht also von der Nutzsignaleingangsleistung aus, durch die die Ausgangsleistung gegenüber ihrem Wert ohne Nutzsignal, also bei reinem Rauschen, verdoppelt wird. Hinsichtlich der Spannungen bedeutet dies eine Zunahme der Ausgangsspannung um den Faktor $\sqrt{2}$. Die Eingangsleistung wird hierbei nicht in μW, sondern in Vielfachen einer anderen, wesentlich kleineren Einheit angegeben. Als solche wurde die Leistung gewählt, die ein rauschender Widerstand bei Anpassung und Zimmertemperatur in einem Frequenzbereich von 1 Hz Breite an einen anderen, nichtrauschenden Widerstand abgibt. Nach Gl. (180) hat die optimal übertragbare Rauschleistung den Wert $1\,kT_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W/Hz.

Wenn man sagt, ein Empfänger hat die Rauschzahl $F = 2{,}5$, so meint man damit, daß der Empfänger je 1 Hz Bandbreite eine Nutzsignaleingangsleistung von $FkT_0 = 2{,}5\,kT_0 \approx 10 \cdot 10^{-21}$ W benötigt, damit das Nutzsignal am Ausgang genauso

stark wie das Rauschen ist. Da man aus Erfahrung weiß, daß zu einer ausreichend guten Musikwiedergabe ein Nutz/Störgeräusch-Abstand von 30 dB gehört, kann man aus der Rauschzahl $F = 2{,}5$ oder der kT_0-Zahl 2,5 und dem Rauschabstand von 30 dB ohne weiteres auf die für eine gute Musikwiedergabe erforderliche Eingangsleistung schließen und hieraus über den Eingangswiderstand des Empfängers die erforderliche Eingangsspannung errechnen.

Daß es zweckmäßig ist, zur Kennzeichnung der Rauschverhältnisse gerade die Leistungseinheit $1\ kT_0$ und nicht eine andere Leistungs- oder Spannungseinheit heranzuziehen, hat mehrere Gründe. Einmal liegen alle Rauschleistungen in der Größenordnung von $1\ kT_0 \cdots 10\ kT_0$; wäre der Empfänger ideal, so würde er überhaupt kein Eigenrauschen zeigen. Nähme dazu die Antenne nicht das geringste atmosphärische Rauschen auf, so würde sie – unabhängig vom Fabrikat und ihrer sonstigen Qualität – nur auf Grund ihres Strahlungswiderstandes und seines Wärmerauschens an den Empfänger bei Anpassung eine Rauschleistung von $1\ kT_0$ abgeben. In diesem Fall müßte die Nutzleistung, die die Empfangsantenne aufnimmt, ebenfalls von der gleichen Größe sein, wenn am Empfängerausgang ein Nutz/Rausch-Verhältnis von 1 : 1 erreicht werden soll. Nun rauscht aber die Antenne wegen der aus dem Weltall stammenden Störeinstrahlung stärker, und der Empfänger zeigt auf Grund seines im Eingangskreis liegenden Schwingkreiswiderstandes und seiner Eingangsröhre ein zusätzliches Rauschen. Deshalb muß der Sender ein bestimmtes Vielfaches der kleinen $1\text{-}kT_0$-Einheit als Nutzleistung liefern.

Spannungen eignen sich schlecht zur Festlegung des Rauschens. Sie lassen sich in der Größenordnung, wie sie beim Rauschen vorkommen (einige Mikrovolt), nur unter großen Schwierigkeiten exakt messen. Man müßte dann schon von einer Spannung von etwa 1 V ausgehen und sie in einem genau definierten Verhältnis von $10^{-5} \ldots 10^{-6}$ unterteilen, und zwar in einem sehr weiten Frequenzbereich und ohne daß dabei der Energie des Prüfsenders irgendein anderer, nicht kontrollierbarer Nebenweg zum Meßobjekt freigelassen wird.

b) Experimentelle Bestimmung der Rauschzahl eines Empfängers mit dem Rauschgenerator

Man ist heutzutage in der Lage, als Prüfsender Generatoren zu bauen, deren Ausgangsleistung sich in den winzig kleinen kT_0-Einheiten genau eichen läßt; es sind Generatoren, die als Nutzsignal ein Rauschen benutzen, sogenannte Rauschgeneratoren. Der Vorzug, als Nutzsignal ein „Nutz"rauschen zu verwenden, liegt darin, daß dadurch dem Empfänger nicht – wie bei einem Sinustongenerator – nur eine einzelne Frequenz als Nutzsignal angeboten wird, sondern ein Frequenzband, das in seiner Breite und Verteilung mit dem im Empfänger und in der Antenne erzeugten „Stör"rauschband übereinstimmt. Durch die Übereinstimmung des Nutzsignalspektrums mit dem Rauschspektrum ist gewährleistet, daß beide Signale, das Nutzrauschen und das Störrauschen, im Empfänger genau die gleiche Verarbeitung erfahren.

Der Rauschgenerator benutzt nach der Prinzipschaltung im *Bild 199* zur Erzeugung der Rauschleistung eine Röhrendiode; sie wird durch richtige Wahl der Anodenspannung im Sättigungsstromgebiet betrieben. Der Anodenstrom einer Rauschdiode zeigt das typische Schrotrauschen. Es ist ein bis etwa 1000 MHz reichendes Weißes Rauschen. Durch Verändern des Heizstromes mit dem Regler R_H kann die Höhe des Sättigungsstromes eingestellt und am Instrument I abgelesen werden. Da zwischen der Größe des Diodenstromes und seinem Schrotrauschen ein physikalisch bekannter und damit mathematisch formulierbarer Zusammenhang besteht, kann die Instrumentskala statt in mA gleich in kT_0-Einheiten geeicht werden.

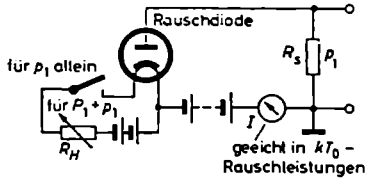


Bild 199. Prinzipschaltung eines Rauschgenerators

Der Innenwiderstand der Diode ist, da sie im Sättigungsgebiet, das heißt im waagerechten Teil ihrer Kennlinie, arbeitet, als praktisch unendlich anzusehen. Der Innenwiderstand des Rauschgenerators ist dann allein durch den Widerstand R_s im Anodenweg gegeben. Das in R_s erzeugte Widerstandsrauschen stellt die Störrauschleistung des Generators dar; es ist auch bei nichtgeheizter Diode vorhanden. Bei Anpassung und Zimmertemperatur übernimmt der Empfänger von diesem Rauschen je Hz Bandbreite genau den Betrag von $p_1 = 1\,kT_0 \approx 4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W. Damit ersetzt der Rauschgenerator hinsichtlich seines Eigenrauschens vollwertig eine ideale Antenne, die auf Grund ihres Strahlungswiderstandes R_s ebenfalls ein Eigenrauschen der gleichen Größe aufweist.

Beim praktischen Einsatz des Rauschgenerators zur experimentellen Bestimmung der Rauschzahl eines Empfängers mißt man als erstes am Ausgang des Empfängers die Störrauschleistung p_2 oder die Rauschspannung U_{r2}. Der Rauschgenerator ist dabei an den Empfängereingang angeschlossen, aber seine Rauschdiode zunächst noch nicht eingeschaltet und geheizt. Er gibt dadurch bei Anpassung auf Grund seines rauschenden Innenwiderstandes R_s an den Empfänger wohl seine Störrauschleistung p_1, aber keine Nutzrauschleistung P_1 ab. Das sich am Ausgang des Empfängers bemerkbar machende Rauschen ist ein reines Störrauschen p_2; es setzt sich aus der um den Leistungsverstärkungsfaktor v_p verstärkten, vom Rauschgenerator übernommenen Störrauschleistung p_1 und der intern im Empfänger erzeugten Rauschleisung p_{int} zusammen. Bezieht man alles im Empfänger intern erzeugte Rauschen auf die Gitterseite der Eingangsröhre, so erfährt es ebenfalls die Verstärkung v_p. Damit läßt sich schreiben

$$p_2 = (p_1 + p_{int})\, v_p$$

Jetzt wird die Rauschdiode eingeschaltet und ihr Anodenstrom so eingeregelt, daß sich die Ausgangsrauschleistung verdoppelt oder am Röhrenvoltmeter die Rauschspannung um $\sqrt{2}$ größer wird. Dann ist am Ausgang die Nutzrauschleistung P_2 genauso groß wie die Störrauschleistung p_2. Da P_2 die gleiche Verstärkung wie p_2 erfahren hat, gilt

$$P_2 = p_2$$

oder

$$v_P P_1 = v_P (p_1 + p_{int})$$

Hieraus folgt

$$P_1 = p_1 + p_{int}$$

oder

$$\frac{P_1}{p_1} = 1 + \frac{p_{int}}{p_1}$$

Das Verhältnis P_1/p_1 nennt man die Rauschzahl und bezeichnet sie mit F. Es gilt demnach

$$F = \frac{P_1}{p_1} = 1 + \frac{p_{int}}{p_1} \tag{183}$$

Die Rauschzahl ist nach dem ersten Quotienten in Gl. (183) gleich dem Verhältnis der dem Empfänger für Verdopplung der Ausgangsrauschleistung anzubietenden Nutzrauschleistung P_1 zu der auf den Empfänger übertragenen Störrauschleistung p_1. Nach dem zweiten Ausdruck von Gl. (183) ist die Rauschzahl um die Zahl 1 größer als der Quotient aus der auf den Eingang bezogenen, im Empfänger erzeugten Rauschleistung p_{int} und der dem Eingang seitens der Signalquelle angebotenen Störrauschleistung p_1. Der Quotient p_{int}/p_1 bildet die „zusätzliche" Rauschzahl F_z. Mithin gilt

$$F = 1 + F_z \qquad \text{mit} \qquad F_z = \frac{p_{int}}{p_1} \tag{184}$$

Wenn der Empfänger kein eigenes Rauschen erzeugen würde, dann wäre $F_z = 0$ und die Rauschzahl $F = 1$. Hierin kommt zum Ausdruck, daß selbst bei einem idealen Empfänger ein Rauschen vorhanden ist, nämlich das Rauschen, das die Signalquelle auf Grund des Rauscheffektes ihres Innenwiderstandes dem Empfänger aufdrückt. F_z kennzeichnet das eigentliche Empfängerrauschen, und zwar im Vergleich zu dem dem Empfänger von außen eingeprägten Rauschen p_1. Nach Gl. (174) erzeugt jeder Generator in seinem Innenwiderstand, unabhängig von seiner Größe, eine Rauschleistung $P_r = 4\,kT\Delta f$, von der er nach Gl. (180) bei Anpassung an den Verbraucher als optimalen Höchstwert

$$p_1 = 1\,kT\Delta f$$

abgibt. Bei Zimmertemperatur T_0 und einer Bandbreite von 1 Hz hat die maximal übertragbare Rauschleistung den Wert

$$p_{1\,max} = 1\,kT_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-21}\ \text{W/Hz}$$

Wenn für die Übertragung der Störrauschleistung p_1 Anpassung herrscht, dann herrscht auch für die Übertragung der Nutzrauschleistung P_1 Anpassung. Mithin kann man bei Zimmertemperatur und Verdopplung der Ausgangsrauschleistung schreiben

$$F = \frac{P_1}{p_{1\,max}} = \frac{P_1}{1\,k\,T_0}$$

oder

$$P_1 = F k T_0 = F \cdot 4{,}1 \cdot 10^{-21}\ \mathrm{W/Hz}$$

In diesen kT_0-Einheiten ist der Rauschgenerator geeicht. Muß man beispielsweise seine Nutzrauschleistung der Skala nach auf den Wert 5 einstellen, um die Ausgangsrauschleistung des Empfängers gegenüber dem reinen Störrauschen zu verdoppeln, so hat der Empfänger die Rauschzahl oder die Grenzempfindlichkeit oder die kT_0-Zahl 5. Ist der Eingangswiderstand R_1 des Empfängers bekannt, so läßt sich aus der Rauschzahl F auch die für ein Stör/Nutzton-Verhältnis von 1 : 1 je 1 Hz Bandbreite erforderliche Nutzsignalspannung U_1 berechnen. Aus dem Ansatz $U_1 = \sqrt{P_1 R_1}$ folgt

$$U_1 = \sqrt{F k T_0 R_1}$$

Verarbeitet der Empfänger niederfrequent ein Band von der Breite Δf, so muß die Nutzeingangsspannung einen Wert haben von

$$U_1 = \sqrt{F k T_0 R_1 \Delta f}$$

oder nach dem Einsetzen des Zahlenwertes für $k T_0$

$$\frac{U_1}{\mu\mathrm{V}} = 0{,}064 \sqrt{F \frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} \tag{185}$$

Die bisher entwickelten Formeln setzen den Anpassungsfall voraus. Beim praktischen Einsatz des Rauschgenerators ist in den meisten Fällen mit Fehlanpassung zwischen dem Generator R_i und dem Empfängereingangswiderstand R_1 zu rechnen. Hierdurch gibt der Generator bei Zimmertemperatur und je 1 Hz Bandbreite an den Empfängereingang nicht den theoretisch maximal möglichen Wert von $p_{1\,max} = 1\,k T_0$, sondern nur den Bruchteil

$$p_{1w} = \alpha k T_0$$

ab. Da jedoch für das Nutzrauschen des Rauschgenerators die gleichen Fehlanpassungsverhältnisse wie für das Störrauschen vorliegen und die wirklich übertragene Nutzrauschleistung daher ebenfalls nur gleich dem α-fachen der eingestellten Rauschleistung, also

$$P_{1w} = \alpha P_1$$

ist, kürzt sich in dem Formelausdruck Gl. (183) für F der unbekannte Bruchteil α im Zähler und Nenner heraus. Die wirkliche Rauschzahl stimmt damit weiterhin mit dem eingestellten Wert F überein.

Wie im Abschnitt 2.c) dieses Kapitels gezeigt wurde, gibt eine Antenne, weil sie aus der Atmosphäre Störspannungen – das galaktische Rauschen – aufnimmt, eine höhere Störrauschleistung p_{1A} an den Empfänger ab, als es ihrem Strahlungswiderstand R_s und seiner Rauschleistung p_1 entspricht. Dies bedeutet, daß die Nutzenergie P_{1A}, die der Antenne vom Sender zugestrahlt werden muß, größer als $F k T_0$ ist. Eine aus Empfänger und Antenne bestehende Empfangsanlage hat eine größere Rauschzahl F_A. Bei ihrer Berechnung geht man davon aus, daß auch hier für die Verdopplung der Rauschausgangsleistung gelten muß

$$P_2 = p_2$$

oder

$$v_P P_{1A} = v_P (p_{1A} + p_{int})$$

oder

$$P_{1A} = p_{1A} + p_{int}$$

Setzt man diese Leistungen zur Einheit $p_1 = 1\ k T_0$ in Bezug, so erhält man für die effektive Rauschzahl F_A der Empfangsanlage die Beziehung

$$F_A = \frac{P_{1A}}{k T_0} = \frac{p_{int}}{p_1} + \frac{p_{1A}}{p_1} = F_2 + \frac{p_{1A}}{p_1} \tag{186}$$

Es ist üblich, das höhere effektive Rauschen einer Antenne formelmäßig durch die gleichen Beziehungen wie beim Widerstandsrauschen, aber unter Zuhilfenahme einer höheren Rauschtemperatur T_A anstatt T_0, zum Ausdruck zu bringen. Man nimmt rein formal an, daß der Strahlungswiderstand nicht Zimmertemperatur hat, sondern so heiß ist, daß die von ihm auf Grund der erhöhten Temperatur auf den Empfänger übertragene Rauschleistung genau so groß ist wie die aus dem Weltall und der Atmosphäre herrührende und an den Empfänger abgegebene Störleistung. Damit kann man für die Quotienten p_{1A}/p_1 schreiben

$$\frac{p_{1A}}{p_1} = \frac{k T_A}{k T_0} = \frac{T_A}{T_0}$$

Setzt man dies in Gl. (186) ein, so erhält man

$$F_A = F_2 + \frac{T_A}{T_0} = F + \frac{T_A - T_0}{T_0} \tag{187}$$

Beispiel 32

Ein mit einem Rauschgenerator gemessener Empfänger habe die Rauschzahl $F = 3$. Es kann damit gerechnet werden, daß die Antenne im UKW-Gebiet eine Rauschtemperatur von $T_A \approx 1500\,°\mathrm{K}$ hat. Wie groß ist die effektive Rauschzahl der Empfangsanlage, und welche Größe muß die vom Sender über die Antenne an den Empfängereingang abzugebende Nutzleistung haben, wenn der Geräuschabstand am Ausgang 26 dB betragen soll?

Nach Gl. (187) ist

$$F_A = F + \frac{T_A - T_0}{T_0} = 3 + \frac{1500\,°\mathrm{K} - 300\,°\mathrm{K}}{300\,°\mathrm{K}} = 7$$

Für ein Stör/Nutzton-Verhältnis von 1 : 1 am Empfängerausgang wird eine Eingangsleistung von

$$P_{1A} = F_r k T_1 \quad 7 \cdot 4{,}1 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz} = 28{,}7 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz}$$

benötigt. Bei einem geforderten Geräuschabstand von 26 dB muß die Eingangsleistung einen Wert $P_{1\,erf}$ haben, der sich aus dem Ansatz

$$10 \lg \frac{P_{1\,erf}}{P_{1\,1}} = 26$$

errechnet zu

$$P_{1\,erf} = P_{1A}\, 10^{2{,}6} \approx P_{1A} \cdot 460 \approx 1{,}1 \cdot 10^{-17}\,\mathrm{W/Hz}$$

c) Berechnung der Rauschzahl aus den Schaltungsgrößen

Wie im vorigen Abschnitt gezeigt wurde, läßt sich bei einem fertigen Gerät die Rauschzahl sehr bequem experimentell mit einem Rauschgenerator bestimmen. Der Entwicklungsingenieur muß sich aber schon beim Entwurf und bei der Entwicklung eines Gerätes Gedanken über die Rauschverhältnisse machen. Er muß sich überlegen, wie er seine Schaltung auszulegen hat, damit sie möglichst rauscharm arbeitet. Eine Schaltung kann nämlich so ausgelegt werden, daß sie entweder mit Leistungsanpassung, aber nicht optimal kleinen Rauschzahlen oder mit optimal kleinen Rauschzahlen, aber nicht optimaler Leistungsübertragung arbeitet. Das folgende Beispiel soll zeigen, auf welche Weise man die Rauschzahlen und Rauschspannungen eines Empfängers aus seinen Schaltungsgrößen rechnerisch ermitteln kann.

Beispiel 33

Berechnung des Gesamtrauschens eines Empfängers für eine Bandbreite von 10 kHz

Das insgesamt in einem Empfänger unter Ausschluß der Antenne erzeugte Rauschen setzt sich aus den Beiträgen zusammen, die der Eingangskreis, der Eingangswiderstand der Eingangsröhre und die Eingangsröhre selbst liefern. Auch die auf die Eingangsröhre folgende Stufe hat einen resultierenden Rauschwiderstand $R_{d\,2}$; bei einer Mischröhre kann dieses Rauschen sogar verhältnismäßig groß sein. Wenn von ihm dennoch in den meisten Fällen nur sehr wenig im Gesamtrauschen zu merken ist, dann deshalb, weil es bis zum Empfängerausgang hin nicht die gleiche Verstärkung wie das Eingangsrauschen erfährt. Wünscht man des besseren Vergleiches wegen den im Anodenkreis der ersten Röhre wirksamen Rauschwiderstand $R_{d\,2}$ der zweiten Stufe auf die Gitterseite der ersten Röhre zu beziehen, so kann das dadurch geschehen, daß man ihn durch das Quadrat der Verstärkung der ersten Röhre dividiert. Das Quadrat tritt auf, weil sich die Rauschwiderstände nach Gl. (176) wie die Quadrate der Rauschspannungen verhalten und diese auf der Anodenseite um den Faktor v größer als auf der Gitterseite sind.

Das Gesamtrauschen ermittelt man am besten aus dem im *Bild 200* (*a* und *b*) angegebenen Prinzipschaltbild und Ersatzschaltbild der Eingangsstufe. Es ist

R_K der Kreiswiderstand des Eingangskreises

$T_K = T_0 = 300\,^\circ\mathrm{K}$ die Rauschtemperatur des Eingangskreises

r_e der elektronische Eingangswiderstand der Röhre auf Grund des Laufzeiteffektes

$T_e \approx 1{,}4\, T_{kel} \approx 5\, T_0$ die Rauschtemperatur des Röhreneingangswiderstandes

$R_{\ddot{a}1}$ der äquivalente Gitterrauschwiderstand der Eingangsröhre
$R_{\ddot{a}2}/v^2$ der auf das Gitter der Eingangsröhre bezogene Rauschwiderstand der zweiten Stufe (Mischstufe)
U_g die Nutzspannung am Gitter der Eingangsröhre
U_r die wirksame Rauschspannung am Gitter der Eingangsröhre

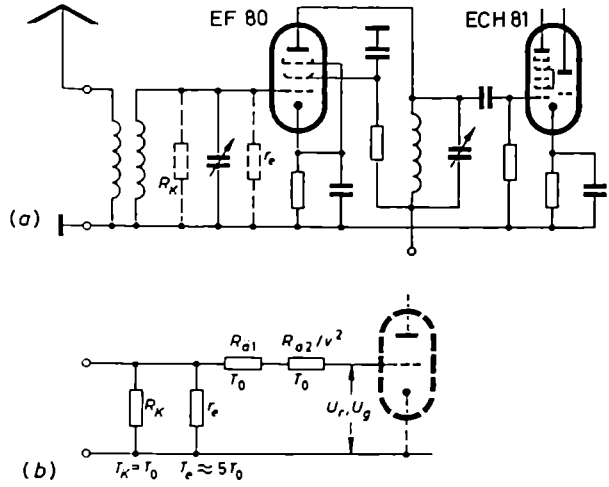


Bild 200. Zum *Beispiel 33*: (a) Prinzipschaltung und (b) Ersatzschaltung der Eingangsstufe eines Empfängers zur Berechnung seiner Rauschzahl F

Die rauschenden Widerstände R_K und r_e liegen, weil sie nebeneinander zwischen Gitter und Katode wirksam sind, parallel zueinander. Die äquivalenten Rauschwiderstände der Röhren sind in Reihe zu ihnen eingetragen, weil die Rauschquellen, die sie verkörpern, ihre Beiträge in Wirklichkeit erst nacheinander zum Widerstandsrauschen hinzufügen. Die EF 80 als Eingangsröhre hat nach der Röhrentabelle einen äquivalenten Rauschwiderstand von $R_{\ddot{a}1} = 1{,}1\ \mathrm{k\Omega}$. Ihr elektronischer Eingangswiderstand hat bei 50 MHz einen Wert von $r_{e50} = 12\ \mathrm{k\Omega}$. Unter Beachtung seiner quadratischen Abhängigkeit (Gl. 34) von der Frequenz kann hieraus das r_e für jede andere Frequenz ermittelt werden. Für den äquivalenten Rauschwiderstand der ECH 81 als Mischröhre gibt die Röhrentabelle einen Wert von 70 kΩ an. Im einzelnen ergibt sich

1) im Mittelwellenbereich bei $f = 1\ \mathrm{MHz}$

$$R_K \approx 200\ \mathrm{k\Omega}$$

$$r_e = 12\ \mathrm{k\Omega}\left(\frac{50\ \mathrm{MHz}}{1\ \mathrm{MHz}}\right)^2 = 30\ \mathrm{M\Omega}$$

(gegenüber R_K in der Parallelschaltung zu vernachlässigen)

$$R_{\ddot{a}1} = 1{,}1\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_{\ddot{a}2}/v^2 = 70\ \mathrm{k\Omega}/100^2 = 0{,}007\ \mathrm{k\Omega}$$

(Verstärkung der ersten Stufe im Mittelwellenbereich zu 100 geschätzt)

Da im vorliegenden Fall alle wirksamen Rauschwiderstände in Reihe liegen und die gleiche Rauschtemperatur von $T_0 = 300\,°\mathrm{K}$ haben, können sie einfach zum Gesamtrauschwiderstand R_r zusammengefaßt werden. Es ist

$$R_r = R_K + R_{d1} + R_{d2}/v^2 = 200\,\mathrm{k\Omega} + 1{,}1\,\mathrm{k\Omega} + 0{,}007\,\mathrm{k\Omega} \approx 201\,\mathrm{k\Omega}$$

Damit nimmt nach Gl. (177) die Gesamtrauschspannung einen Wert an von

$$\frac{U_r}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13\sqrt{\frac{R_r}{\mathrm{k\Omega}}\,\frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} = 0{,}13\sqrt{\frac{201\,\mathrm{k\Omega}}{\mathrm{k\Omega}}\,\frac{10\,\mathrm{kHz}}{\mathrm{kHz}}} \approx 5{,}8 \qquad \text{oder} \qquad U_r \approx 5{,}8\,\mu\mathrm{V}$$

Bei einem Nutz-/Störton-Verhältnis von 1 : 1 muß die Nutzspannung, die die Antenne an der Eingangsschaltung aufbaut, den gleichen Wert haben. Da der Wirkwiderstand der Eingangsschaltung praktisch gleich R_K gesetzt werden kann, ist hierzu eine Leistung von

$$P_{1\,\mathrm{ges}} = \frac{U_r^2}{R_K} = \frac{5{,}8^2 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{V^2}}{200\,\mathrm{k\Omega}} = 17 \cdot 10^{-17}\,\mathrm{W}$$

oder je 1 Hz Bandbreite von

$$P_1 = \frac{17 \cdot 10^{-17}\,\mathrm{W}}{10\,\mathrm{kHz}} = 1{,}7 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}$$

erforderlich. Drückt man diese Leistung in kT_0-Einheiten von $4{,}1 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz}$ aus, so erhält man die Rauschzahl, und zwar die zusätzliche Rauschzahl F_z, weil in der obenberechneten Rauschspannung nicht die von der Antenne auf den Empfangereingang übertragene Rauschspannung p_1 einbezogen ist. Nach Gl. (184) hat die Rauschzahl F den Wert

$$F_{1\,\mathrm{MHz}} = 1 + F_z = 1 + \frac{1{,}7 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}}{4{,}1 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz}} = 5$$

2) im Kurzwellenbereich bei $f = 20\,\mathrm{MHz}$

$R_K \approx 15\,\mathrm{k\Omega}$ (weil R_K zahlenmäßig in kΩ etwa gleich der Wellenlänge in m geschätzt werden kann)

$$r_e = 12\,\mathrm{k\Omega}\left(\frac{50\,\mathrm{MHz}}{20\,\mathrm{MHz}}\right)^2 = 75\,\mathrm{k\Omega}$$

$R_{d1} = 1{,}1\,\mathrm{k\Omega}$, wie unter 1)

$R_{d2}/v^2 \approx 70\,\mathrm{k\Omega}/80^2 = 0{,}01\,\mathrm{k\Omega}$ (Verstärkung im Kurzwellenbereich zu $v = 80$ geschätzt)

Im vorliegenden Fall muß erst nach Gl. (182) die Rauschspannung der parallelen Widerstände R_K und r_e, dann die Rauschspannung der äquivalenten Röhrenrauschwiderstände und hieraus die resultierende Rauschspannung ermittelt werden. Für die Parallelschaltung ergibt sich

$$U_{rp} = \sqrt{4\,k\,\Delta f\,T_u R_p}$$

mit

$$R_p = \frac{R_K \cdot r_e}{R_K + r_e} = \frac{15\,\mathrm{k\Omega} \cdot 75\,\mathrm{k\Omega}}{90\,\mathrm{k\Omega}} \approx 12{,}5\,\mathrm{k\Omega}$$

und

$$T_w = R_p \left(\frac{T_K}{R_K} + \frac{T_0}{r_e} \right) = R_p \left(\frac{T_0}{R_K} + \frac{5\,T_0}{r_e} \right) = R_p\, T_0 \left(\frac{1}{R_K} + \frac{5}{r_e} \right)$$

$$T_w = 12{,}5\,\mathrm{k\Omega} \cdot 300\,^\circ\mathrm{K} \left(\frac{1}{15\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{5}{75\,\mathrm{k\Omega}} \right) = 500\,^\circ\mathrm{K}$$

oder

$$U_{rp} = \sqrt{4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ \mathrm{W/(^\circ K \cdot Hz)} \cdot 10\,\mathrm{kHz} \cdot 500\,^\circ\mathrm{K} \cdot 12{,}5\,\mathrm{k\Omega}} \approx 1{,}9\,\mu\mathrm{V}$$

Die beiden äquivalenten Rauschwiderstände haben zusammen eine Rauschspannung von

$$\frac{U_{rä}}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{R_{ä1} + R_{ä2}/v^2}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} = 0{,}13 \sqrt{1{,}11 \cdot 10} = 0{,}43$$

oder

$$U_{rä} \approx 0{,}43\,\mu\mathrm{V}$$

Die resultierende Rauschspannung der Eingangsschaltung hat, da die beiden Ersatzrauschquellen U_{rp} und $U_{rä}$ in Reihe geschaltet sind, einen Wert von

$$U_r = \sqrt{U_{rp}^2 + U_{rä}^2} = \sqrt{1{,}9^2 + 0{,}43^2}\,\mu\mathrm{V} = 1{,}95\,\mu\mathrm{V} \approx 2\,\mu\mathrm{V}$$

Dem entspricht bei einem Stör-/Nutzton-Verhältnis von 1 : 1 eine gleich große Nutzspannung; sie muß am Wirkwiderstand $R_p = 12{,}5\,\mathrm{k\Omega}$ aufgebaut werden. Hierzu ist je 1 Hz Bandbreite eine Nutzleistung von

$$P_1 = \frac{U_r^2}{R_p \Delta f} = \frac{2^2 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{V^2}}{12{,}5\,\mathrm{k\Omega} \cdot 10\,\mathrm{kHz}} = 3{,}2 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}$$

erforderlich. Mithin hat die Rauschzahl F den Wert

$$F_{20\,\mathrm{MHz}} \quad 1 + F_ä = 1 + \frac{3{,}2 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}}{4{,}1 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz}} = 9$$

3) im UKW-Gebiet bei $f = 100\,\mathrm{MHz}$

$$R_K \approx 3\,\mathrm{k\Omega}$$

(zahlenmäßig in kΩ etwa gleich der Wellenlänge λ in m)

$$r_e = 12\,\mathrm{k\Omega} \left(\frac{50\,\mathrm{MHz}}{100\,\mathrm{MHz}} \right)^2 = 3\,\mathrm{k\Omega}$$

$$R_{ä1} = 1{,}1\,\mathrm{k\Omega}, \text{ wie unter 1)}$$

$$R_{ä2}/v^2 \approx 70\,\mathrm{k\Omega}/20^2 = 0{,}18\,\mathrm{k\Omega}$$

(Verstärkung im UKW-Gebiet zu $v = 20$ geschätzt)

Ähnlich wie unter 2) ergibt sich hier für die resultierende Rauschspannung von R_K und r_e

$$U_{rp} = \sqrt{4\,k\,\Delta f\,T_w R_p}$$

mit

$$R_p = R_K \,||\, r_e = 3\,\mathrm{k\Omega} \,||\, 3\,\mathrm{k\Omega} = 1{,}5\,\mathrm{k\Omega}$$

und

$$T_w = R_p\, T_0 \left(\frac{1}{R_K} + \frac{5}{r_e} \right) = 1{,}5\,\mathrm{k\Omega} \cdot 300\,^\circ\mathrm{K} \left(\frac{1}{3\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{5}{3\,\mathrm{k\Omega}} \right) = 900\,^\circ\mathrm{K}$$

und eingesetzt

$$U_{rp} = \sqrt{4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23}\,\mathrm{W/(^\circ K \cdot Hz)} \cdot 10\,\mathrm{kHz} \cdot 900\,^\circ\mathrm{K} \cdot 1{,}5\,\mathrm{k\Omega}} = 0{,}86\,\mu\mathrm{V}$$

Die Rauschspannung der beiden äquivalenten Röhrenrauschwiderstände hat die Größe

$$\frac{U_{rä}}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}13 \sqrt{\frac{R_{ä1} + R_{ä2}/v^2}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} = 0{,}13 \sqrt{1{,}28 \cdot 10} = 0{,}47$$

oder

$$U_{rä} \approx 0{,}47\,\mu\mathrm{V}$$

Damit wird

$$U_r = \sqrt{U_{rp}^2 + U_{rä}^2} = \sqrt{0{,}86^2 + 0{,}47^2}\,\mu\mathrm{V} = 0{,}98\,\mu\mathrm{V}$$

Hierzu gehört bei einem Nutz-/Störton-Verhältnis von 1 : 1 je 1 Hz Bandbreite eine an den Empfängereingang seitens der Antenne abzugebende Nutzleistung von

$$P_1 = \frac{U_r^2}{R_p \Delta f} = \frac{0{,}98^2 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{V^2}}{1{,}5\,\mathrm{k\Omega} \cdot 10\,\mathrm{kHz}} = 0{,}4 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}$$

oder eine Rauschzahl von

$$F_{100\,\mathrm{MHz}} = 1 + F_z = 1 + \frac{6{,}4 \cdot 10^{-20}\,\mathrm{W/Hz}}{4{,}1 \cdot 10^{-21}\,\mathrm{W/Hz}} \approx 17$$

Wie dieses Zahlenbeispiel zeigt, rührt das Rauschen im Mittelwellenbereich hauptsächlich vom Kreisrauschen und weniger vom Röhrenrauschen her. Im Mittelwellenbereich ist daher die Frage nach der zu verwendenden Röhre hinsichtlich des Rauschens nicht so kritisch. Soll das Rauschen verbessert werden, so muß der Kreiswiderstand herabgesetzt werden. Dies geht jedoch nicht ohne Verschlechterung der Vorselektion des Empfängers. Je kürzer die Wellen werden, desto mehr geht der Einfluß der Kreiswiderstände zurück und desto mehr tritt das Röhrenrauschen in den Vordergrund. Im Kurzwellen- und erst recht im UKW-Gebiet muß darauf geachtet werden, daß in der Eingangsstufe möglichst rauscharme Röhren verwendet werden. Hier geht man zweckmäßigerweise wieder von Pentoden auf Trioden zurück und sieht auch für die Mischstufen Trioden mit additiver Mischung vor.

Die Rauschspannungen von 5,8, 2 und 0,98 µV im Mittelwellen-, Kurzwellen- und UKW-Gebiet lassen erkennen, daß mit der früher üblichen Angabe der Empfängerempfindlichkeit von beispielsweise 2···5 µV für 50 mW Ausgangsleistung im Mittelwellen- und Kurzwellenbereich nichts anzufangen ist. Das Nutzsignal geht in diesen Fällen noch völlig im Empfängereigenrauschen unter. Zu einem guten Empfang ist erfahrungsgemäß ein Stör-/Nutzspannungs-Verhältnis von wenigstens 26 dB erforderlich. Daß die kT_0-Zahlen im Gegensatz zur Rauschspannung mit der Höhe der Frequenz von $5\,kT_0$ über $9\,kT_0$ bis auf $17\,kT_0$ steigen, hängt damit zusammen, daß die Wirkkomponente im Eingangswiderstand der Röhrenschaltung mit der Frequenz stark abnimmt und dadurch trotz abnehmender Spannung höhere Nutzleistungen erforderlich macht.

Beispiel 31

Rauschverhältnisse an einem Transistor

Der Transistor OC 71 hat nach dem Datenblatt bei einem Generatorinnenwiderstand von $R_g = 500\,\Omega$ und Zimmertemperatur eine Rauschzahl von $F = 10$ dB. Wie groß muß bei Anpassung die Nutzeingangsspannung U_1 sein, wenn hinter der Transistorverstärkerstufe das Stör-/Nutzton-Verhältnis 40 dB sein soll und die Verstärkerstufe ein Frequenzband von 50 Hz···10 kHz überträgt?
$F = 10$ dB bedeutet, daß

$$10 \lg F = 10 \qquad \text{oder} \qquad F = 10$$

ist. Diese Rauschzahl kennzeichnet das reine innere Wärmerauschen des Transistors, enthält aber nicht die Rauschbeiträge durch den „Funkeleffekt" des Transistors. Insofern stimmen die hier errechneten Zahlenwerte nicht ganz mit dem wirklichen Rauschen des Transistors überein. Nach Gl. (185) muß die Eingangsspannung für Gleichheit der Nutzsignalleistung und Wärmerauschleistung bei Anpassung einen Wert haben von

$$\frac{U}{\mu\mathrm{V}} \approx 0{,}064 \sqrt{F \frac{R}{\mathrm{k\Omega}} \frac{\Delta f}{\mathrm{kHz}}} \approx 0{,}064 \sqrt{10 \frac{0{,}5\,\mathrm{k\Omega}}{\mathrm{k\Omega}} \frac{9{,}95\,\mathrm{kHz}}{\mathrm{kHz}}} \approx 0{,}45$$

oder

$$U \approx 0{,}45\,\mu\mathrm{V}$$

Damit der Rauschabstand auf 40 dB steigt, muß die Nutzsignalspannung einen Wert U_{erf} haben, der sich aus dem Ansatz $20 \lg U_{erf}/U \geq 40$ zu $U_{erf} \geq 100\,U = 45\,\mu\mathrm{V}$ berechnen läßt.

d) Rauschzahl und NF-Verstärker

NF-Verstärker findet man hinsichtlich ihrer Rauschverhältnisse praktisch nie durch eine Rausch- oder kT_0-Zahl gekennzeichnet. Dies hängt damit zusammen, daß das Grundgeräusch eines NF-Verstärkers meistens nicht aus einem reinen Weißen Rauschen besteht; es enthält zum großen Teil auch Brummspannungen aus dem Netzteil. Hinzu kommen Röhrenklingspannungen durch kleine Erschütterungen der Röhren. Für diese Störspannungen, die aus einzelnen Frequenzen bestehen, lassen sich keine äquivalenten Rauschgrößen angeben. Außerdem rührt das Rauschen der Verstärkerröhren im Niederfrequenzbereich in starkem Maße vom Funkeleffekt her, der sich rechnerisch ebenfalls schlecht erfassen läßt.

Beim NF-Verstärker kennzeichnet man die Störgeräuschverhältnisse durch Angabe des Abstandes des Geräusches vom Nutzsignal in dB bei maximaler Aussteuerung. Diese Angabe genügt nicht zur vollständigen Empfindlichkeitsbeschreibung, denn ein Verstärker mit geringer Verstärkung, aber großer Endleistung, zeigt selbstverständlich einen außerordentlich kleinen Geräuschpegel, wohingegen ein sehr hochverstärkendes Gerät automatisch ein stärkeres Grundgeräusch hervorbringt. Bei NF-Verstärkern muß außer dem Geräuschabstand stets die Verstärkungsziffer angegeben werden. Zum Teil wird hier einfach die Summe aus den dB-Worten des Geräuschabstandes und der maximalen Verstärkung genannt.

C. Transistoren

I. Transistoren als Bau- und Schaltelemente

1. Wirkungsweise des Transistors

Eines der neusten Bau- und Schaltelemente der Nachrichtentechnik ist der Transistor. Er wurde 1948 von *W. Shockley* in der *Bell Telephone Company* erfunden. Seine Mitarbeiter *J. Bardeen* und *W. H. Brattain* stellten in Form des Spitzentransistors den ersten Kristallverstärker her. Der Transistor ist wie die Elektronenröhre ein Verstärkerelement; er kann aber auch zur Schwingungserzeugung und zu Schaltzwecken verwendet werden. Abgesehen von seiner Kleinheit liegt sein wichtigster Vorzug im Wegfall der Katodenheizung und in seiner dauernden Einsatzbereitschaft. Der Transistor bereitete anfänglich gewisse Schwierigkeiten; einmal durch die längeren Laufzeiten seiner Ladungsträger, die die höchste Übertragungsfrequenz begrenzten, zum anderen traten bei ihm größere Exemplarstreuungen auf, und er zeigte eine hohe Temperaturabhängigkeit. Auch war er anfänglich in der Höhe der erreichbaren Leistungen begrenzt. Alle diese Schwierigkeiten werden laufend durch immer sorgfältigere Fertigungstechniken, durch Entwicklung von Sonderausführungen und schaltungsmäßige Maßnahmen (Anwendung der Gegenkopplungstechnik) beseitigt [20 bis 26].

a) Stromleitung in Germaniumkristallen

Das Ausgangsmaterial für die Herstellung von Kristalldioden und Transistoren bilden Germanium (Ge) und Silizium (Si). Wegen der einfacheren Fertigung und des niedrigeren Preises wird hauptsächlich Germanium verwendet; es ist wie Kohlenstoff und Silizium vierwertig und hat in seiner äußeren Elektronenschale vier Elektronen. Sie bestimmen das chemische Verhalten des Stoffes und heißen Valenzelektronen. Die vier Valenzelektronen haben das Bestreben, sich mit je einem Elektron eines anderen Atoms aus dem gleichen oder einem anderen Stoff zu festen Paaren zu binden und jeweils den eigenen Kern und den des anderen Elektrons gemeinsam zu umkreisen. Diese Paarbildung ist für das Entstehen der Kristallform verantwortlich. Germanium wie Silizium kristallisieren in der sogenannten Diamantstruktur. Die Ge-Atome bilden ein Kristallgitter, in dem jedes Ge-Atom immer von vier anderen umgeben ist. Die Verkettung der Atome untereinander geschieht über die vier Valenzelektronen. *Bild 201* zeigt in einem ebenen Schema die Anordnung der Atome sowie ihre gegenseitige Bindung durch die negativen Bänder zwischen ihnen.

Ein ganz reiner Germaniumkristall ist ein fast idealer Nichtleiter. Er hat praktisch keine freien Leitungselektronen, da alle Elektronen im Gitternetz gebunden sind. Nur ganz wenige Elektronen werden, wenn die Gitteratome bei höheren Temperaturen wegen der aufgenommenen Wärmeenergie stärker um ihre Ruhelage hin- und herschwingen und dabei die Bindungen zum Nachbaratom aufreißen, für kurze Zeit einmal frei. Diese freien Elektronen schwirren dann im Gittersystem umher. Beim Anlegen einer äußeren Spannung werden sie entgegen der Feldrichtung beschleunigt und wandern von einer Elektrode zur anderen; dadurch ist der Kristall schwach leitend geworden.

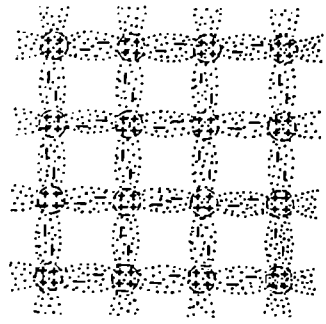


Bild 201. Aufbau eines Germaniumkristalls mit den Kraftfeldern zwischen den Atomen in schematischer, flächenhaft ebener Darstellung

Wenn ein Elektron durch den Temperatureffekt aus seinem Atomverband herausgerissen ist, fehlt dort eine negative Ladung; es bleibt eine positive Raumladung zurück. Diese Fehlstelle kann natürlich durch ein freies Nachbarelektron wieder ausgefüllt werden, aber dann ist das nächste Atom positiv geladen. Die positive Ladung bezeichnet man als „Defektelektron" oder als „Loch". Stellt man sich mehrere Atome hintereinander aufgereiht vor, so wandert beim Anlegen einer äußeren Spannung gewissermaßen ein Elektron in der einen Richtung (zum + Pol) und gleichzeitig ein Loch in der entgegengesetzten Richtung (zum — Pol). Die Bewegungen von Elektron und Loch sind miteinander verknüpft. Man sagt, der Leitungsmechanismus im Kristall sei bipolar. Er besteht gewissermaßen aus zwei Leitungskanälen, die den Kristall durchziehen, einem Elektronenkanal und einem Löcherkanal. Im Germanium hat der Elektronenkanal bei Zimmertemperatur einen spezifischen Widerstand von 70 Ωcm und der Löcherkanal von 150 Ωcm. Der größere spezifische Widerstand für den Löcherkanal rührt daher, daß nicht jedes Loch sofort von einem Elektron ausgefüllt wird. Manche der Elektronen überspringen eine Lochstelle. Die geringere Anzahl wandernder Löcher bedeutet eine geringere Leitfähigkeit der positiven Ladungsträger. Da beide Leitungskanäle parallelgeschaltet sind, ist der resultierende spezifische Widerstand des reinen Germaniums rund 50 Ωcm. Die dem spezifischen Widerstand reziproke Leitfähigkeit des Germaniums nennt man seine Eigenleitfähigkeit oder i-Leitfähigkeit (intrinsic-Leitfähigkeit). Die sich unter dem Einfluß eines äußeren Feldes ausbildende gleichsinnige Bewegung der einzelnen Ladungsträger nennt man „Drift". Sie ist der sehr viel rascheren, wärmebedingten Zickzack- oder Schwirrbewegung überlagert. Die Drift spielt bei den sogenannten Drifttransistoren eine Rolle, bei denen man durch Erzeugen eines inneren Feldes versucht, die Bewegung der Ladungsträger zu beschleunigen und dadurch die obere Grenzfrequenz zu erhöhen.

Der Kristall wird unabhängig von der Temperatur in definiertem Maße stromleitend und damit zu einem Halbleiter, wenn man durch Einbau von „Störatomen"

in das Kristallgefüge die Anzahl freier Ladungsträger erhöht. Dies kann dadurch geschehen, daß man einige der 4wertigen Germaniumatome durch Atome eines Elementes ersetzt, das 5- oder 3wertig ist, also fünf oder drei Valenzelektronen hat. Das Einbauen von Fremdatomen in einen Halbleiter zur Veränderung seiner elektrischen Eigenschaften wird „Dotieren" oder „Dopen" genannt. Die Menge der hineingebrachten Fremdatome muß sehr geringbleiben. Auf etwa 10^6 Germaniumatome darf höchstens ein Fremdatom kommen. Mit den Zusätzen vergrößert man die Anzahl der freien Ladungsträger, und zwar je nach der Natur des Zusatzes entweder die Elektronenzahl n_n oder die Löcherzahl n_p über die Anzahl n_i der Eigenladungsträger hinaus. Für die Erklärung mancher Sondereffekte ist es wichtig,

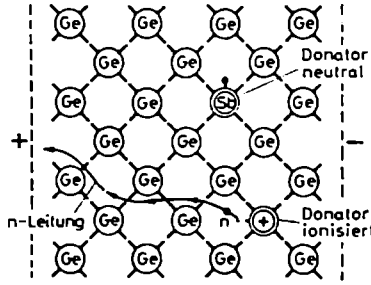


Bild 202. Überschuß- oder n-Leitung in einem n-Germaniumkristall, der mit Antimon dotiert ist

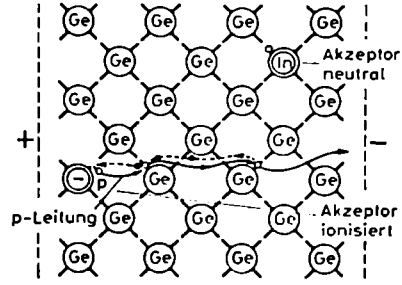


Bild 203. Mangel- oder p-Leitung in einem p-Germaniumkristall, der mit Indium dotiert ist

daß mit dem Erhöhen der Anzahl der Ladungsträger einer Art automatisch die Anzahl der Ladungsträger der anderen Art herabgesetzt wird. Dies hängt damit zusammen, daß der Wert des Produktes $n_n \cdot n_p$ nur durch die Temperatur bestimmt wird und $n_n \cdot n_p = n_i^2$ sein muß.

Beim Einbau 5wertiger Fremdatome können nur vier der fünf Valenzelektronen durch die Valenzelektronen der vier benachbarten Germaniumatome gebunden werden. Das fünfte Valenzelektron ist ein überschüssiges; es findet keinen Bindungspartner. Mit geringem Energieaufwand läßt es sich aus seinem Atomverband lösen. Dadurch wird es zu einem freien Elektron, das sich im Gegensatz zu den gebundenen frei im Kristallverband bewegen kann. Der übrigbleibende Teil des Fremdstoffatoms bildet ein positiv geladenes Ion. Es ist unbeweglich und bleibt an der Stelle zurück, an der es in den Gitterverband eingebaut ist. Häufig verwendete 5wertige Fremdatome sind Antimon (Sb), Arsen (As) und Phosphor (P). Die elektrische Leitfähigkeit eines durch Antimon, Arsen oder Phosphor „verunreinigten" Germaniumkristalls beruht demnach auf der Beweglichkeit seiner überschüssigen negativen Elektronen. Aus diesem Grunde nennt man diese Art der Leitung eine „Überschuß"- oder n-Leitung und einen Germaniumkristall dieser Art ein „n-Germanium" (n-Ge). Das Elektronen spendende Fremdatom wird „Donator" (Geber) genannt. *Bild 202* zeigt stark schematisiert ein Germanium dieser Art. Das

eine (obere) Fremdatom ist noch neutral, das andere (untere) ist bereits ionisiert. Das freigewordene Elektron wandert gerade unter dem Einfluß eines äußeren Feldes nach links zur positiven Elektrode hinüber.

Werden in den Germaniumkristall Fremdatome mit nur drei Valenzelektronen, zum Beispiel Aluminium (Al) oder Indium (In), eingebaut, so entsteht eine Bindungslücke. Von den vier Valenzelektronen des benachbarten Germaniums werden nur drei durch das Indium- oder Aluminiumatom gebunden. Das Fehlen des vierten Valenzelektrons bewirkt das Entstehen eines „Loches"; es ist einer positiven Ladung vom Wert einer Elementarladung vergleichbar und wird als „Mangel-" oder „Defektelektron" bezeichnet. Auch solch ein Loch kann, wie *Bild 203* veranschaulicht, im Kristall wandern, und zwar dadurch, daß ein Elektron einer benachbarten vollständigen Valenzbrücke in das Loch springt und dadurch an seiner ursprünglichen Stelle ein anderes Loch zurückläßt. Wandern die einzelnen Löcher unter dem Einfluß eines äußeren Feldes, so geschieht dies entgegengesetzt zur Bewegungsrichtung der Elektronen. Man spricht in diesem Fall von einer „Mangel-" oder p-Leitung und von dem betreffenden Germanium als von einem „p-Germanium". Das Zeichen p steht hier deshalb, weil die positiven Löcher die eigentliche Ursache der Leitfähigkeit sind. Das Fremdatom selbst wird „Akzeptor" (Aufnehmer) genannt, weil es ein Elektron „aufzunehmen" imstande ist.

b) Germaniumdioden

Ein Transistor besteht aus mehreren voneinander getrennten p- und n-Schichten. Für seine Arbeitsweise ist vor allem das elektrische Verhalten der Grenzzone zwischen einem p- und einem n-Bereich von Bedeutung. Aus diesem Grunde sollen in groben Zügen zunächst die Vorgänge in einer Doppelschicht untersucht werden. Dem Wesen nach stellt eine Doppelschicht aus einem p- und einem n-Kristall eine Diode dar, und zwar je nach dem Ausgangsmaterial eine Germaniumdiode oder eine Siliziumdiode.

Die Grenzzone zwischen einem p- und einem n-Germanium verleiht der Doppelschicht Gleichrichtereigenschaften. Stoßen ein p-Bereich, das heißt ein Bereich mit positiven Ladungsträgern (Löchern), und ein n-Bereich mit negativen Ladungsträgern (Elektronen) zusammen, so diffundieren beide Trägerarten wie zwei verschiedene Gase in entgegengesetzten Richtungen durch die Grenzschicht in das Gebiet der anderen Leitfähigkeitsart; vergleiche dazu *Bild 201(a)*. Es zeigt links einen n-Ge-Kristall mit schematischer Darstellung seiner freien Elektronen durch schwarz ausgefüllte Kreise und rechts einen p-Ge-Kristall mit schematischer Darstellung seiner freien positiven Löcher in Form offener Kreise. Beide Kristalle sind in sich neutral, denn den gezeichneten freien Ladungsträgern stehen (nicht gezeichnet) gleich viele, im Kristallgefüge festgehaltene Ionen entgegengesetzter Ladung gegenüber.

Das Hinüberdiffundieren geschieht unabhängig davon, ob von außen an die Doppelschicht eine Spannung gelegt ist oder nicht. Es hat zur Folge, daß sich die ursprünglich ebenfalls neutrale Grenzschicht auf der Seite des n-Germaniums positiv auflädt, und zwar einmal wegen der Abwanderung ihrer Elektronen und zum anderen

wegen des Eindringens herüberdiffundierter positiver Löcher. Auf der anderen Seite der Grenzschicht lädt sich das p-Germanium nach dem Verlust seiner abdiffundierten Löcher und der Zuwanderung von Elektronen negativ auf. Die Dichteverteilung der freien Löcher und Elektronen in den beiden Grenzbezirken nimmt etwa die im *Bild 204* (*b*) skizzierte Form an. In den von der Grenzzone weiter abgelegenen Bereichen sind jeweils nur Ladungsträger einer Art zu finden, freie Elektronen im n-Germanium und freie Löcher im p-Germanium. Wie es schon gesagt

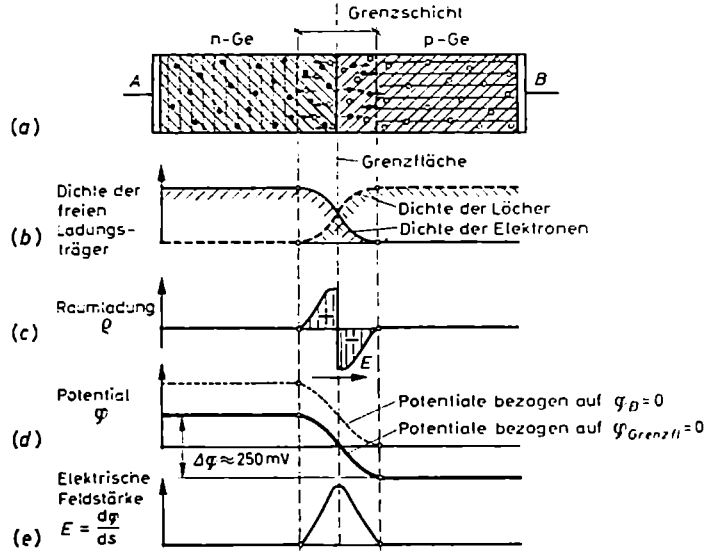


Bild 204 (a bis e). pn-Verbindung eines Germaniumkristalls im stromlosen Zustand. Durch Diffusion von Löchern (○) und Elektronen (●) bildet sich an der pn-Übergangsstelle eine Grenzschicht mit unterschiedlicher Raumladung und Potentialschwelle (Diffusionsspannung $\Delta\varphi$) aus

wurde, herrscht in diesen Gebieten Ladungsgleichgewicht. Die Gebiete sind nach außen hin neutral. Sie enthalten keine Raumladung ϱ, denn den freien Elektronen im n-Gebiet stehen in gleicher Anzahl die positiv ionisierten, an ihrem Ort festgehaltenen Atome des Antimons oder Arsens gegenüber, und ähnlich stehen den Löchern im p-Gebiet gleich viele negativ ionisierte Indium- oder Aluminiumatome gegenüber. Eine Raumladung bildet sich nur in unmittelbarer Nähe der Grenzschicht aus, und zwar auf beiden Seiten mit unterschiedlichem Vorzeichen (*Bild 204c*). Die beiderseitigen Ladungsübergänge und die verschiedenartigen Raumladungen innerhalb der Übergangszone haben die Ausbildung eines Potentialgefälles $\Delta\varphi$ zur Folge. Denkt man sich die Mitte der Grenzzone, die eigentliche Grenzschicht, auf dem Potential Null gehalten, liegt das gesamte n-Ge auf positivem und das gesamte p-Ge auf negativem Potential (*Bild 204d*). Bei gleichem Dotierungsgrad beider Kristalle hat die n-Zone gegen die Grenzfläche eine ebenso hohe positive

Spannung, wie die p-Zone gegen sie eine negative aufweist. Der Gesamtpotentialunterschied, die sogenannte Potentialschwelle, hat etwa den Wert 0,25 V. Denkt man sich die rechte Elektrode B auf Erdpotential gehalten, ergibt sich der gestrichelt gezeichnete Potentialverlauf. Durch Differenzieren der φ-Kurve gewinnt man den Feldstärkeverlauf $E = -\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}s}$. Er ist im *Bild 204 (e)* dargestellt. Die Feldstärke erreicht Werte in der Größenordnung von 10^4 V/cm. In dem Maße, wie bei dem Diffusionsvorgang die Potentialschwelle zwischen den beiden Schichten wächst, wird die weitere Diffusion der Ladungsträger allmählich unterbunden. Die Überschußelektronen des n-Germaniums werden von den negativen Raumladungen in der Grenzzone des p-Bereiches abgestoßen und umgekehrt die Löcher des p-Germaniums, die noch über die Grenzfläche hinüberdiffundieren wollen, von der positiven Raumladung in der Grenzzone des n-Bereiches zurückgedrängt. Nach kurzer Zeit stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, nach dessen Erreichen keine weitere Diffusion mehr möglich ist.

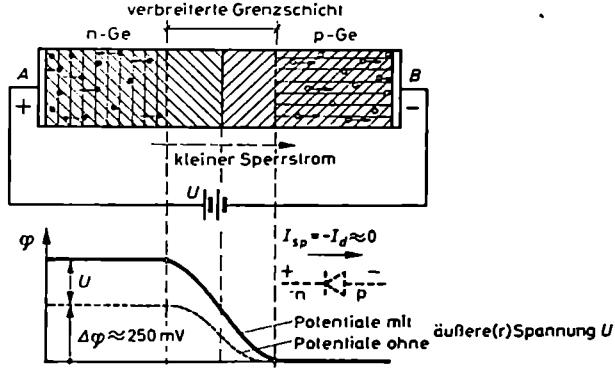


Bild 205. Germaniumdoppelschicht mit ihrem Potentialverlauf beim Anlegen einer äußeren Spannung in Sperrichtung

Wird jetzt an die Elektroden A und B eine äußere Spannung gelegt, und zwar in einem ersten Versuch so, daß der positive Pol der Spannungsquelle an A und der negative Pol an B liegt (*Bild 205*), so werden die freien Elektronen des n-Germaniums von der Grenzschicht weg zur Elektrode A und die freien Löcher des p-Germaniums von der Grenzschicht weg zur Elektrode B gezogen. Die Grenzschicht verbreitert sich dadurch und verarmt zugleich an Elektronen und Löchern. Sie wird zu einer Schicht ohne freie Ladungsträger, zumal durch das Anlegen der äußeren Spannung das Potential des linken n-Bereiches weiter positiv angehoben wird und die Ladungsträger von sich aus nicht die Energie haben, die erhöhte Potentialschwelle zu überspringen. Im ganzen bedeutet dies, daß die Grenzschicht für die „Majoritätsträger", das heißt die Elektronen des n-Gebietes und die Löcher des p-Gebietes, zu einer Sperrschicht geworden ist, über die kein Stromfluß stattfinden

kann. Dies gilt nicht für die „Minoritätsträger", die freien Elektronen im p-Germanium oder die freien Löcher im n-Germanium. Ihnen ermöglicht die anliegende Spannung den Durchtritt durch die Grenzschicht. Es kommt zu einem „Minoritätsträgerstrom", den man den Sperrstrom nennt. Da nach Abschnitt I.1.a) dieses Kapitels die Dichte der Minoritätsträger um so kleiner ist, je größer die Dichte der Majoritätsträger ist, wird bei genügend hohem Dotierungsgrad der Sperrstrom nur sehr kleine Werte annehmen.

Wird der Minuspol der Speisequelle an das n-Germanium und der Pluspol an das p-Germanium angeschlossen (*Bild 206*), so werden die Elektronen und Löcher aufeinander zugetrieben. Die Grenzschicht wird jetzt mit Ladungsträgern über-

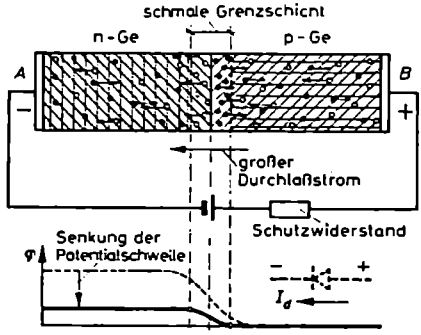


Bild 206. Germaniumdoppelschicht mit ihrem Potentialverlauf beim Anlegen einer äußeren Spannung in Durchlaßrichtung

schwemmt und ihre Potentialschwelle abgebaut. Dadurch wird sie gut leitend. Zugleich nimmt dabei die Dicke der Grenzschicht ab. Elektronen und Löcher können jetzt die Grenzschicht leicht in entgegengesetzten Richtungen durchqueren. Sie rekombinieren dabei zum Teil miteinander. Dies bedeutet, daß die nach links strömenden Löcher nach dem Durchlaufen der Grenzschicht in dem Maße verschwinden, wie sie mit den nach rechts strömenden Elektronen zusammenstoßen. Dadurch wird der Löcherstrom von der Grenzzone zur Elektrode *A* hin allmählich in einen Elektronenstrom umgewandelt, der von der Gleichstromquelle ständig nachgeliefert wird. Während im linken n-Bereich die Nachlieferung der Elektronen aus dem Anschlußdraht und der Batterie ohne weiteres möglich ist, muß an der Anschlußelektrode *B* erst eine Umsetzung des Elektronenleitungsstromes in den Löcherstrom des Kristalls erfolgen. Bei geeigneter Wahl des Kontaktmaterials ist dies ohne Schwierigkeit möglich.

Die ständige Nachlieferung der beiden Ladungsträgerarten im n- und p-Germanium bedeutet, daß bei der Polung Pluspol am p-Germanium und Minuspol am n-Germanium ein merklicher Strom durch den Kristall fließt. Die Grenzschicht wird bei dieser Polung offenbar in Durchlaßrichtung betrieben.

Damit ist gezeigt, daß sich eine pn-Germaniumdoppelschicht wie ein Gleichrichter oder eine Diode verhält. Je nach der Polung weist sie einen hohen Sperrwiderstand

oder einen niedrigen Durchlaßwiderstand auf. *Bild 207* zeigt den grundsätzlichen Gesamtverlauf der Kennlinie eines Ge-Kristallgleichrichters. In der Durchlaßrichtung steigt der Strom (Majoritätsstrom) nach einer e-Funktion stark mit der angelegten Spannung. In Sperrrichtung fließt bei kleinen Spannungen ein anfänglich sehr geringer Sperrstrom. Mit zunehmender Spannung steigt er erst langsam, dann immer schneller. Er erreicht bald einen Punkt, an dem die Spannung abnimmt, während der Strom weiterhin stark wächst. Dieser Punkt wird Umkehrpunkt genannt. Eine Belastung der Diode mit dieser Spannung, der Umkehrspannung, führt, wenn nicht besondere Schutzmaßnahmen ergriffen werden, zur Zerstörung des Richtleiters. Der Sperrstrom ist ein Minoritätsträgerstrom, der seiner Natur nach stark von der Temperatur abhängig ist, da er durch die Temperaturbewegung der Kristallatome und ihrer Valenzelektronen (Eigenleitung) und nicht durch das Dotieren mit Fremdatomen zustande kommt.

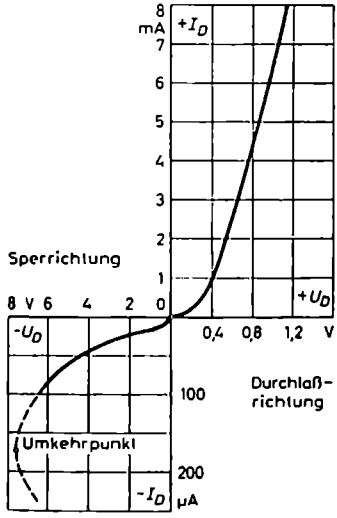


Bild 207. Grundsätzlicher Verlauf der Kennlinie einer Germaniumdiode

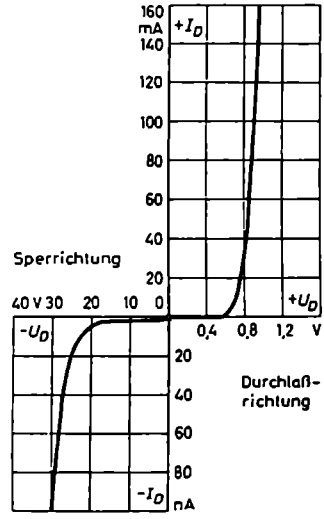


Bild 208. Grundsätzlicher Verlauf der Kennlinie einer Siliziumdiode

Bild 208 zeigt den grundsätzlichen Kennlinienverlauf einer Siliziumdiode. An der Kennlinie fällt auf, daß sie im Durchlaßbereich einen deutlichen Schwellwert von etwa 0,6 V zeigt. Bei Spannungen unterhalb dieses Wertes ist der Durchlaßstrom praktisch Null, bei Spannungen über 0,6 V steigt der Strom sehr steil auf relativ hohe Werte an. Der Sperrstrom von Siliziumdioden ist wesentlich kleiner als der von Germaniumdioden. Er zeigt zudem ab wenigen Volt Sperrspannung einen ausgesprochenen Sättigungscharakter. Dem kleinen Sperrstrom in der Größenordnung von etwa 1 nA entsprechen Sperrwiderstände von 20···1000 MΩ.

c) Sonderformen von Halbleiterdioden

α) Zener-Dioden

Zener-Dioden sind Siliziumdioden. Sie bestehen aus einem Siliziumkristall mit einem einlegierten Aluminiumdrähtchen. Die hierbei entstehende Sperrschicht hat die besondere Eigenschaft, daß im Sperrbereich beim Erreichen eines charakteristischen Spannungswertes, der sogenannten Zener-Spannung, die Diode plötzlich ihre Hochohmigkeit verliert und niederohmig wird. Der Sperrstrom steigt, wie *Bild 209* veranschaulicht, um viele Größenordnungen an, wobei sich die Spannung nur um wenige Zehntelvolt ändert. Der Effekt beruht (wahrscheinlich) auf dem

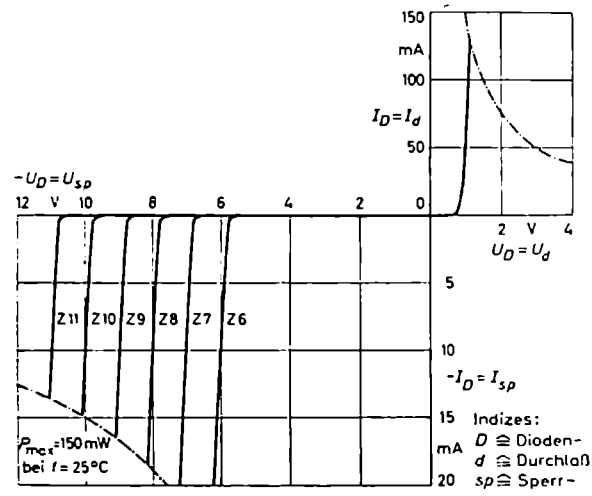


Bild 209. Kennlinien von Zener-Dioden

Zener-Effekt, nach dem ein definiert starkes elektrisches Feld in einem Halbleiter durch Stoßionisation Valenzelektronen freimacht, die eine sprunghaft steigende Leitfähigkeit verursachen. Die kritischen Spannungen lassen sich fertigungstechnisch auf Werte von einigen Volt bis zu Worten um etwa 100 V festlegen. Üblich sind vor allem Zener-Spannungen zwischen 6 und 20 V. Ein bedeutendes Anwendungsgebiet der Zener-Dioden ist die Stabilisierung niedriger Gleichspannungen (Abschnitt D.IV.4.b).

β) Kapazitätsvariationsdioden

Die flächenhafte, äußerst dünne Grenzschicht des bislang betrachteten „Flächengleichrichters" hat eine verhältnismäßig große Kapazität. Sie kommt vor allem bei Beanspruchung in der Sperrichtung zur Wirkung, da ihr hier nicht, wie die Ersatzschaltung im *Bild 210 (b)* zeigt, der kleine Durchlaßwiderstand R_d, sondern der große Sperrwiderstand R_{sp} der Grenzschicht parallelliegt. Der in das Bild ein-

getragene Widerstand R_b verkörpert den „Bahnwiderstand" der normalen p- und n-Schicht. Die „Sperrschichtkapazität" verhindert die Gleichrichtung höherer Frequenzen und stellt auch beim Transistor die Ursache für die obere Begrenzung des Übertragungsbereiches dar. Sie ist nicht konstant, sondern spannungsabhängig. Dies hängt damit zusammen, daß sich, wie schon angedeutet wurde, mit der Sperrspannung die Breite der Sperrschicht ändert, und zwar in dem Sinne, daß mit zunehmender Sperrspannung die Dicke der Sperrschicht wächst. Ähnlich wie bei einem gewöhnlichen Kondensator die Kapazität umgekehrt proportional dem Abstand der Beläge ist, nimmt auch die Sperrschichtkapazität mit der Breite der Sperrschicht und folglich mit der Höhe der Sperrspannung ab.

Diesen Effekt einer Halbleiterdiode hat man bei den Kapazitätsvariationsdioden, einer speziellen Art von Siliziumdioden, besonders gezüchtet und nutzt ihn nun in vorteilhafter Weise bei der automatischen Scharfabstimmung von Fernseh-UHF-Tunern aus. Wie das Diagramm im *Bild 210* (*a*) veranschaulicht, gestattet es die Siliziumdiode BA 101 von *Telefunken*, mit Sperrspannungen zwischen 0 und 25 V die Sperrschichtkapazität in einem Bereich von etwa 90···20 pF zu variieren.

Es mag hier darauf hingewiesen werden, daß man zur Gleichrichtung hoher und höchster Frequenzen statt der Flächengleichrichter besser „Punktgleichrichter" verwendet. Sie bestehen aus einem n-Germaniumkristall und einem den Kristall punktförmig berührenden, dünnen Draht. Bei entsprechender Formierung durch einen bestimmten Stromstoß bildet sich im Kristall um die Metallspitze ein kleiner p-Bereich aus. Die Kleinheit der Grenzfläche dieser p-Zone bedingt, daß sich nach außen hin nur eine verschwindend kleine Kapazität von etwa 1 pF bemerkbar macht.

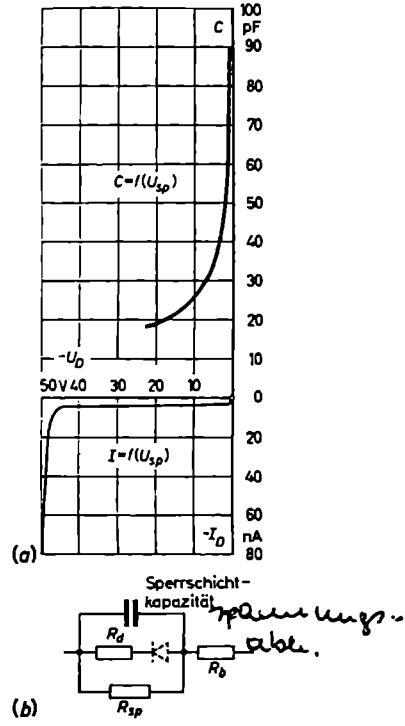


Bild 210. (a) Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität und des Sperrstromes einer Kapazitätsvariationsdiode (BA 101, *Telefunken*) von der Höhe der Sperrspannung mit (b) dem Ersatzschaltbild einer Halbleiterdiode

γ) Tunneldioden

Eine sehr junge Sonderform der Halbleiterdiode ist die Tunneldiode. Im Gegensatz zu den gewöhnlichen Halbleiterdioden entsteht sie bei extrem hoher Dotierung des p- und n-Bereiches einer pn-Verbindung und sehr kleiner Breite ihrer Grenzschicht. Sie hat eine merkwürdig geformte Kennlinie (*Bild 211a*). In Durchlaßrichtung (Pluspol am p-Bereich) steigt der Diodenstrom mit wachsender Spannung schnell

an, durchläuft ein kurzes Maximum und fällt wieder, um dann nach dem Durchlaufen eines etwas längeren Minimumtales in eine normale Diodenkennlinie überzugehen. Beim Anlegen einer Spannung in der herkömmlichen Sperrichtung (Minuspol am p-Bereich) steigt der Strom sehr schnell mit der Spannung, so daß die Tunneldiode im Gegensatz zu einer normalen Diode hier keine Sperrwirkung zeigt. Das eigenartige Verhalten dieser Halbleiterdiode kann nicht mit der normalen Diodentheorie, sondern nur quantenmechanisch mit Hilfe des sogenannten Tunneleffektes erklärt werden; daher kommt die Bezeichnung Tunneldiode. Ihre große anwendungstechnische Bedeutung liegt in dem Auftreten des fallenden Kennlinienastes.

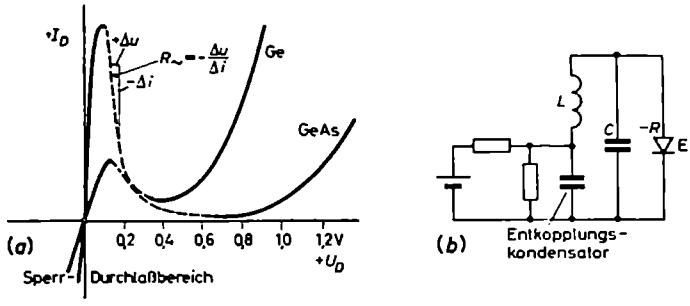


Bild 211. (a) Kennlinien von Tunneldioden aus Ge und GeAs; (b) Schaltung eines Schwingkreisoszillators mit Tunneldiode

Er besagt, daß die Diode jenseits des ersten Strommaximums einen negativen differentiellen (Wechselstrom-)Widerstand hat. Mit ihm kann ein ohmscher Widerstand teilweise, ganz oder sogar auch überkompensiert werden, und auf diese Weise kann zum Beispiel der Verlustwiderstand eines Schwingkreises zum Verschwinden gebracht werden. Durch Überkompensation des Verlustwiderstandes können in Schwingkreisschaltungen sogar Schwingungen angefacht oder vorhandene Schwingungen verstärkt werden. *Bild 211 (b)* zeigt eine Tunneldiode, die parallel zu einem Schwingkreis liegt und bei richtiger Speisung in Durchlaßrichtung durch die Batterie hochfrequente Schwingungen entstehen läßt.

d) Flächentransistoren

Von den Flächendioden aus ist es, äußerlich betrachtet, nur ein kleiner Schritt zum Flächentransistor. Der Flächentransistor, auch Schichttransistor genannt, hat in seiner Normalausführung drei sich abwechselnde p- und n-Schichten. Je nach Art und Folge der drei Schichten unterscheidet man den npn-Transistor vom pnp-Transistor. Beim letzten liegt außen je ein p-Gebiet und innen eine schmale n-Zone, beim ersten außen je ein n-Gebiet und innen ein schmaler p-Bereich. Die mittlere Schicht ist äußerst dünn. Je dünner sie ist, desto höhere Frequenzen können übertragen werden; käme es nicht auf die Schmalheit dieses mittleren Bereiches an,

könnte man einen Transistor einfach aus der Gegenschaltung zweier Flächendioden gewinnen.

Bild 212 (a) zeigt schematisch den Aufbau eines pnp-Transistors mit seinen Anschlußelektroden und der Stromversorgung. Im *Bild 212 (b)* ist die sinnbildliche Darstellung des Transistors mit den gleichstrommäßigen Anschlüssen wiedergegeben. Es handelt sich hier um die sogenannte Basisschaltung. Für die drei Schichten des Transistors hat man folgende Bezeichnungen eingeführt: Die mittlere, sehr dünne Schicht heißt „Basis", die linke „Emitter" und die rechte „Kollektor".

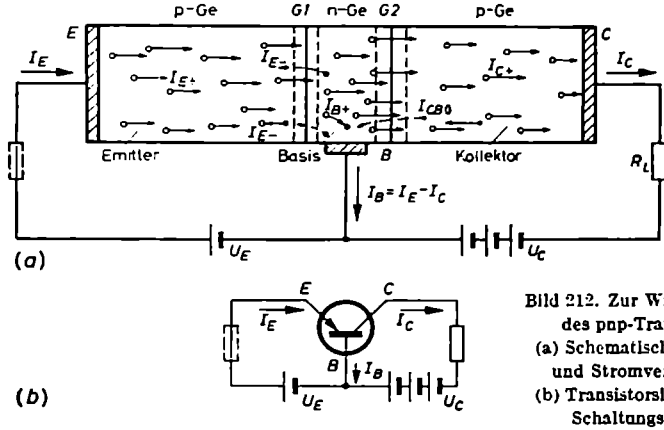


Bild 212. Zur Wirkungsweise des pnp-Transistors. (a) Schematischer Aufbau und Stromversorgung; (b) Transistorsinnbild und Schaltungsprinzip (Basisschaltung)

Spannt man den rechten Basis/Kollektor-Teil in Sperrichtung vor, legt man demnach an die Kollektorelektrode *C* den Minuspol der Kollektorspannungsquelle U_C und an die Basiselektrode *B* den Pluspol, so kann über die Grenzschicht *G 2*, abgesehen von einem kleinen Fehlstrom I_{CB0} durch Eigenleitung, kein Strom fließen, denn die Grenzschicht ist bei dieser Polung der U_C-Batterie an Ladungsträgern verarmt. Für sich allein wirkt der rechte Teil wie eine sperrende Diode. Wird jetzt gleichzeitig an den Emitter *E* eine gegenüber der Basis positive Spannung gelegt, so wird der linke pn-Teil in Durchlaßrichtung betrieben. Es genügt hier eine kleine Spannung, um die Löcher des p-Germaniums über die Grenzschicht *G 1* in die Basiszone zu drücken und umgekehrt aus der Basiszone Elektronen in den Emitter zu ziehen. Der Anteil der letzten am Gesamtemitterstrom – im *Bild 213* mit I_{E-} bezeichnet – ist aber gering, da die Dotierung der Basiszone mit Überschußelektronen geringer als die Dotierung der Emitterzone mit Löchern ist. Wenn die mittlere n-Schicht so dünn ist, daß die Löcher dort nur in geringem Maße mit den aus der Basiselektrode heranströmenden Elektronen zusammentreffen und sich nur wenig mit ihnen „rekombinieren", wird ein großer Teil der Löcher durch die Basiszone hindurch in das Grenzgebiet *G 2* zwischen Basis und Kollektor diffundieren. Dies ist wesentlich, denn dort werden die Löcher mit einem Male vom Kollektorfeld er-

faßt und in den zuvor an Löchern verarmten Kollektorkreis gezogen (vergleiche hierzu den im *Bild 215* dargestellten Potentialverlauf am Transistor).

Im Kollektor treffen die Löcher auf ihrem Wege zur Anschlußelektrode C mit den Elektronen zusammen, die aus der Batterie über die Anschlußleitung zum Kollektor geströmt sind. Es findet eine Rekombination der Löcher mit den von außen herangeführten Elektronen statt. Dies bedeutet, daß sich am Ende des Kollektors der Löcherstrom in einen gleich starken, aus der Anschlußelektrode heranströmenden Elektronenstrom umwandelt. In der äußeren Anschlußleitung ist jetzt ein Elek-

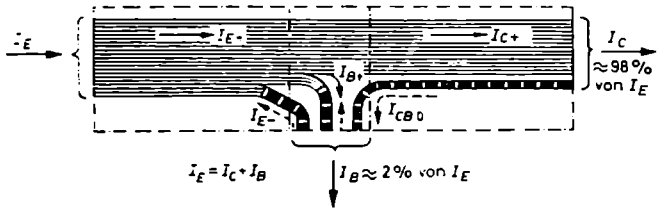


Bild 213. Stromaufteilung in einem pnp-Transistor. Die ausgezogenen Linien und Pfeile kennzeichnen die Bewegungsrichtung der für die Transistorwirkung wesentlichen Ladungsträger, nämlich der Löcher der Emitterschicht. Diese Linien geben zugleich die konventionelle Stromrichtung im Transistor an. Die gestrichelten Linien und Pfeile kennzeichnen die Bewegungsrichtung der im Transistor sekundär wirksamen Ladungsträger, nämlich der Elektronen. In der Basis bilden sie die Majoritäts- und im Kollektor die Minoritätsträger

tronenstrom feststellbar. Ähnliches gilt übrigens für die wenigen in der Basis durch Rekombination steckengebliebenen Löcher. Auch sie erscheinen in der äußeren Anschlußleitung nicht direkt als Löcher, sondern werden vorher in der Basiszone durch Rekombinationsvorgänge in einen der Anzahl und Ladung nach gleich großen Elektronenstrom, im *Bild 213* mit I_{B+} bezeichnet, umgesetzt.

Zwei wesentliche Voraussetzungen dafür, daß die im Emitter „emittierten" Löcher in ihrer Mehrzahl zum Kollektor und nicht zur Basiselektrode wandern, sind die, daß die Basiszone sehr dünn ist, ungefähr 30···80 µm bei normalen NF-Transistoren, und daß die Basiszone schwächer mit Überschußelektronen dotiert ist als die Emitterschicht mit Löchern. Der Weg durch die n-Schicht muß kurz und die Anzahl der dort vorhandenen freien Elektronen muß gering sein, damit die Wiedervereinigungswahrscheinlichkeit mit den Basiselektronen (Strom I_{B+} im *Bild 213*) klein wird und zugleich der in die Emitterzone hineindiffundierende Elektronenstrom I_{E-} geringfügig bleibt. Nur dann tritt der in der äußeren Anschlußleitung des Emitters meßbare und steuerbare Emitterstrom I_E beziehungsweise seine Änderung ΔI_E zum größten Teil in die Kollektorzone über, um dort am Ausgang zu erscheinen und als I_{C+}-Strom am Lastwiderstand R_L seine Arbeit zu leisten.

Der äußere Kollektorstrom I_C setzt sich ebenfalls aus mehreren Komponenten zusammen. Er besteht zum größten Teil aus dem übernommenen Emitterlöcherstrom I_{C+} und zu einem verhältnismäßig sehr kleinen Teil aus dem in der Kollektor- und Basiszone durch Temperaturbewegung (thermische Paarbildung) erzeugten Strom

freier Elektronen. Dieser Stromanteil wird mit I_{CB0} bezeichnet und Kollektor/Basis-Reststrom genannt. Er ist mit dem Sperrstrom einer in Sperrichtung vorgespannten Diode identisch. Bei richtiger Wahl der Dotierungen der einzelnen Schichten, einer sorgfältigen Oberflächenbehandlung der Basisschicht, damit dort im Kristallgefüge nicht durch Störungen eine erhöhte Rekombinationsmöglichkeit entsteht, und geschickter Wahl der äußeren Spannungen (Arbeitspunkt) läßt es sich erreichen, daß der Emitterstrom zu 95···98% in den Kollektorkreis übergeht und an der Basis nur die kleine Differenz von 5···2% als Basisstrom erscheint.

Da die Emitter/Basis-Strecke in Durchlaßrichtung betrieben wird, ist für den Stromdurchgang I_E durch sie und seine Änderung ΔI_E nach *Bild 214* nur eine kleine (Durchlaß-)Spannung U_{EB} beziehungsweise eine kleine Steuerspannung ΔU_{EB} erforderlich. Dies bedeutet, daß der Transistor einen geringen Eingangswiderstand hat. Für seinen Gleichstromeingangswiderstand gilt

$$R_{1-} = \frac{U_{EB}}{I_E}$$

und für seinen Wechselstromeingangswiderstand

$$R_{1\sim} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E}$$

Man kann damit rechnen, daß der Wechselstromeingangswiderstand in der hier besprochenen Schaltung einen Wert von etwa 100 Ω und weniger hat. Mit dem kleinen Steuerwechselstrom ΔI_E und der kleinen Steuerwechselspannung ΔU_{EB} ist eine entsprechend kleine Wechselstromsteuerleistung

$$P_{1\sim} = \Delta U_{EB} \; \Delta I_E$$

verknüpft. Auf der Ausgangsseite ergeben sich folgende Verhältnisse: Der Kollektorstrom I_C und seine Änderung ΔI_C stimmen praktisch oder in erster Näherung mit

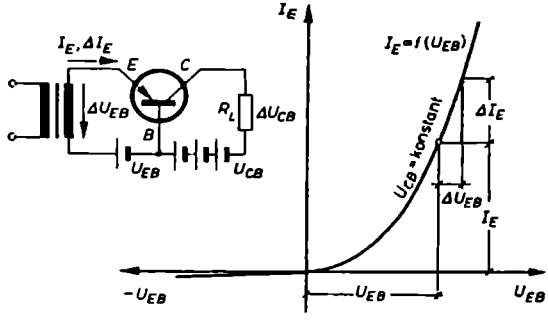


Bild 214. Ermittlung des Gleichstrom- und Wechselstromeingangswiderstandes eines Transistors aus seiner Eingangskennlinie

dem Emittorstrom I_E und seiner Änderung ΔI_E überein, da bei einem guten Transistor 95···98% aller im Emitter „emittierten" Ladungsträger in den Kollektorkreis übertreten. Der Kollektorstrom I_C und seine Änderung ΔI_C kommen aber nur

unter dem Einfluß der verhältnismäßig hohen (Sperr-)Spannung U_{CB} und über den großen ausgangsseitigen Innenwiderstand R_2 (Sperrwiderstand) der Kollektor/Basis-Strecke zustande. Die Ausgangsseite läßt sich damit als ein hochohmiger Generator auffassen. Von einem solchen weiß man, daß er einen von dem äußeren Lastwiderstand R_L in weiten Grenzen unabhängigen Strom liefert, eben den Kollektorgleichstrom I_C beziehungsweise Kollektorwechselstrom ΔI_C. Solange $R_L < R_2$ ist, ist das betriebliche ΔI_C praktisch gleich dem Kurzschluß-ΔI_C. Da dieses etwa $0{,}95 \cdots 0{,}98\ \Delta I_E$ ist, ergibt sich für die an R_L entstehende Ausgangswechselspannung ΔU_a ein Wert von

$$\Delta U_a = R_L \Delta I_C = (0{,}95 \cdots 0{,}98)\ R_L \Delta I_E$$

Vergleicht man diese Spannung mit der eingangsseitigen Steuerwechselspannung

$$\Delta U_e = \Delta U_{EB} = R_1 \sim \Delta I_E$$

so hat in der Transistorschaltung offenbar eine Spannungsverstärkung von

$$v = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx (0{,}95 \cdots 0{,}98)\ \frac{R_L}{R_1}$$

stattgefunden. Bei einem R_1 in der Größenordnung von 0,1 kΩ und einem R_L von etwa 50 kΩ kann demnach die Spannungsverstärkung Werte um $v_u = 500$ annehmen. Das gleiche gilt für die Leistung. Damit ist gezeigt, daß ein Flächentransistor in Basisschaltung zwar keine Stromverstärkung, aber eine hohe Spannungs- und Leistungsverstärkung hat.

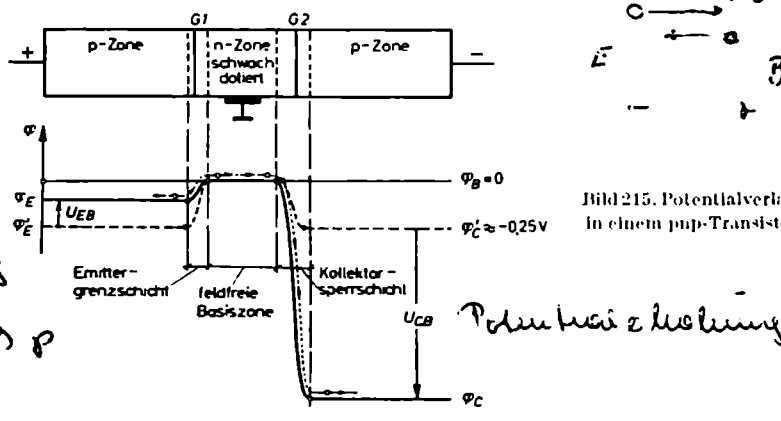


Bild 215. Potentialverlauf in einem pnp-Transistor

Im *Bild 215* ist der Potentialverlauf in den einzelnen Schichten dargestellt. Denkt man sich die Basiselektrode geerdet, nimmt sie das Potential Null an. Ohne äußere Spannungen am Emitter und Kollektor würde sich, wie man durch Vergleich mit *Bild 204 (d)* überprüfen kann, eine Potentialverteilung nach der gestrichelten Kurve ergeben. Emitter und Kollektor würden etwa das Potential $\varphi'_E = \varphi'_C = -0{,}25$ V annehmen. Die Grenzschichten *G 1* und *G 2* würden bei gleichen Dotierungsverhält-

nissen der Emitter/Basis-Zone und Basis/Kollektor-Zone gleich breit sein. Wird jetzt an den Emitter die kleine, gegen die Basis positive Durchlaßspannung U_{EB} von zum Beispiel 0,1···0,2 V – in dieser Größenordnung bewegt sich die Spannung U_{EB} – gelegt, so wird das Potential des Emitters von φ_E' auf $\varphi_E \approx -0{,}15\cdots -0{,}05$ V angehoben. Es ist, ähnlich wie im *Bild 206*, immer noch schwach negativ, aber doch nur so schwach negativ, daß die Löcher aus der Emitter-p-Zone ohne Schwierigkeit in größerer Anzahl über die Potentialschwelle in den Basisraum diffundieren können.

Zwischen Kollektor und Basis liegt die negative Sperrspannung U_{CB}. Ihr verhältnismäßig großer Wert bedeutet, daß das Potential des Kollektors stark gesenkt wird. Es nimmt bei $U_{CB} = -6$ V den Wert $\varphi_C = -(0{,}25 \div 6)$ V an. Dabei verbreitert sich die Sperrschicht *G 2* wegen der erhöhten Spannung merklich. Sobald die Löcher, die durch Diffusion den schwachen Potentialberg bei *G 1* überspringen konnten und nach weiterer Diffusion die Basiszone durchquert haben, an das Potentialgefälle in der Grenzschicht *G 2* kommen, werden sie dort zum Kollektor „herunter"gezogen. Unter dem Einfluß der stark beschleunigenden Spannung nehmen sie dabei eine hohe Energie auf, die sie befähigt, im Außenkreis größere Widerstände von zum Beispiel $R_L = 50\,\mathrm{k\Omega}$ zu überwinden und an sie ihre Energie abzugeben. Hiermit läßt sich also ebenfalls die Verstärkerwirkung eines Transistors verständlich machen.

Zu beachten ist, daß bei gewöhnlichen Transistoren – eine Ausnahme bilden die Drift-Transistoren – in der eigentlichen Basiszone kein Potentialgefälle auftritt. Dies bedeutet, daß hier auf die aus der Emitterschicht unter dem Einfluß der Durchlaßspannung über die Grenzschicht *G 1* heranströmenden positiven Ladungsträger keine elektrische Feldkraft einwirkt. Die Löcher können die Basiszone nur auf Grund ihres Diffusionsbestrebens durchwandern. Daß die Laufzeit durch diese Zone dabei nicht besonders klein sein wird, ist verständlich. Sie wird um so größer sein, je breiter die Basiszone ist. Aus der endlichen Laufzeit folgt, daß Transistoren – ähnlich wie die Röhren – bei sehr hohen Frequenzen einen Laufzeiteffekt zeigen, auf Grund dessen hohe Frequenzen nicht mehr gut übertragen werden. Soll ein Transistor auch hohe Frequenzen verstärken, so muß die Laufzeit in der Basiszone klein sein. Dies setzt voraus, daß die Basis so schmal wie möglich hergestellt wird und man außerdem versucht, in ihr durch unterschiedliche Dotierung ein kleines elektrisches Feld zu erzeugen (Drifttransistoren).

Soviel zunächst über die Wirkungsweise und den Aufbau des pnp-Transistors. Die bisherigen Ausführungen sind zum Teil nur oberflächlich und recht knapp. So fehlt zum Beispiel die Besprechung des sogenannten Diffusionsdreiecks in der Basiszone und damit die genauere Erklärung, wieso es überhaupt zum Hindurchdiffundieren der Löcher durch die Basiszone kommen kann. Die vorstehenden Ausführungen genügen aber, um verstehen und sich vorstellen zu können, wieso ein Transistor Verstärkungseigenschaften aufweist und warum in der bisher besprochenen Schaltung die äußeren Spannungsquellen gerade die angegebene Polung haben müssen. Die Verstärkungseigenschaft beruht offenbar darauf, daß der Kollektorwechselstrom praktisch gleich dem Emitterwechselstrom ist, am Eingang zur Erzeugung

dieses Wechselstroms nur eine kleine Steuerspannung erforderlich ist, am Ausgang aber wegen der Hochohmigkeit des Transistorinnenwiderstandes ein verhältnismäßig hoher Verbraucherwiderstand verwendet werden kann, an dem der praktisch gleich große Strom eine hohe Wechselspannung aufbaut. Der Transistor in der hier besprochenen Basisschaltung hat keine Stromverstärkung, aber eine Spannungsverstärkung. Es wird sich zeigen, daß in der sogenannten Emitterschaltung zusätzlich zur Spannungsverstärkung auch eine Stromverstärkung auftritt.

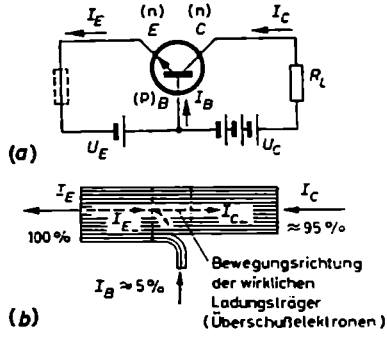


Bild 216. (a) Prinzipschaltung und (b) Stromverhältnisse eines npn-Transistors. Die ausgezogenen Strompfeile kennzeichnen die konventionelle Richtung der Transistorströme, die gestrichelten die Bewegungsrichtung der tatsächlichen Ladungsträger, z. B. der Überschußelektronen im Emitter

Neben dem pnp-Transistor gibt es einen npn-Transistor. Er hat, da hier Emitter und Kollektor aus n-Germanium und die Basis aus p-Germanium besteht, eine entgegengesetzte Polarität und verlangt dementsprechend für seinen Betrieb die umgekehrte Polung der Stromversorgung. *Bild 216* zeigt den schaltungsmäßigen Aufbau eines npn-Transistors.

Seine Wirkungsweise und die erforderliche Polung der Batterien werden verständlich, wenn man sich klarmacht, daß in dem n-Germanium des Emitters eine Elektronenleitung stattfindet, daß also der Emitter nicht Löcher, sondern Elektronen „emittiert" und sie nur dann in die Basiszone und durch Diffusion in die Kollektorgrenzschicht gelangen können, wenn der Emitter gegen die Basis negativ vorgespannt ist. Der Kollektor muß gegen die Basis eine positive Spannung führen; damit er die in seine Sperrschicht hineindiffundierten Elektronen zu sich heranziehen kann. Der Bewegung von Elektronen aus dem Emitter in die Basisschicht entspricht ein konventioneller Strom entgegengesetzter Richtung. Dementsprechend ist auch im Schaltungssymbol des npn-Transistors der Pfeil entgegengesetzt eingetragen. Der Pfeil deutet an, daß der konventionelle Emitterstrom nicht, wie beim pnp-Transistor, von außen in den Emitter hineinfließt, sondern aus ihm herauskommt. Man beachte, daß bei beiden Transistorarten die Ladungsträger, physikalisch betrachtet, vom Emitter über die Basis zum Kollektor fließen, sie also gewissermaßen im Emitter „emittiert" werden, daß beim pnp-Transistor wegen der Löcherleitung die tatsächliche Bewegungsrichtung mit der konventionellen übereinstimmt,

beim npn-Transistor dagegen wegen der negativen Ladungsträger die konventionelle Bewegungsrichtung der physikalischen, tatsächlichen entgegengesetzt ist.

Im übrigen arbeitet der npn-Transistor genauso wie sein „komplementärer" pnp-Transistor. Auch bei ihm ist der Emitterstrom größer als der Kollektorstrom. Ihm fließt die Differenz an der Basiszone zu, so daß nach dem Stromaufteilungsplan im *Bild 216 (b)* auch hier gilt

$$I_E = I_C + I_B$$

npn-Transistoren aus Germanium gibt es nur in geringer Auswahl und Anzahl. Dies hängt damit zusammen, daß sie in der Form der modernen Legierungstransistoren schwieriger als die pnp-Transistoren herzustellen sind. npn-Transistoren aus Germanium lassen sich praktisch nur nach dem umständlichen sogenannten Zonenziehverfahren (Abschnitt I.2. dieses Kapitels) herstellen.

c) Spitzentransistoren

Auf die Wirkungsweise des Spitzentransistors, auch Punkttransistor genannt, soll hier nicht allzubreit eingegangen werden. Nur folgendes mag gesagt werden: Er besteht aus einem Halbleitermaterial von n-Charakter mit zwei aufgesetzten Metallspitzen. In der Umgebung der Spitzen bilden sich nach Formierung mittels kurzer, starker Stromstöße durch thermische Einwirkung zwischen den Kristall- und Metallatomen zwei muldenförmige p-Zonen aus; sie sind im *Bild 217* angedeutet. Den beiden Spitzen auf dem Kristallblock ist im übrigen das allgemeine Schaltsymbol eines Transistors nachgebildet. Der Spitzentransistor ist älter als der Flächentransistor.

Wird der Emitter dem Kristallblock gegenüber schwach positiv ($\approx$ 1 V) vorgespannt, so wandern aus dem p-Gebiet der Emitterspitze Defektelektronen (Löcher) in das n-Gebiet. Diese „Injektion" geschieht mit geringem Energieaufwand; es wird dazu nur etwa 1 V benötigt. Im Kristall treffen die Löcher sehr bald auf das Feld des stark negativ vorgespannten Kollektors. In diesem Feld werden sie zum Kollektor gezogen. Entsprechend der verhältnismäßig hohen Kollektorspannung nehmen sie hierbei eine hohe elektrische Energie auf. Hieraus erklärt sich die Spannungsverstärkung, die ein elektrisches Signal im Spitzentransistor erfährt. Dem eben beschriebenen Vorgang überlagert sich im großen Maßstab und im Gegensatz zum pnp-Flächentransistor ein anderer Effekt. Die positiven Ladungen der Löcher beeinflussen in bestimmter Weise die Raumladungsverhältnisse vor dem Kollektor so, daß sein Sperrpotential für die Elektronen in ihm gesenkt wird. Dies wirkt sich so aus, daß sich im Spitzentransistor zwischen Kollektor und Basis ein gegenüber dem kleinen Sperrstrom im Flächentransistor merklich größerer Strom von Elektronen ausbildet. Der Kollektorstrom des Spitzentransistors setzt sich dadurch aus zwei Teilen zusammen. Ein Teil rührt von der Übernahme der Löcher aus dem Emitter her, der andere Teil, dem ersten proportional, ist auf die Bewegung einer größeren Menge Elektronen zurückzuführen, die sich auf Grund des erniedrigten Sperrpotentials vom Kollektor zur Basis bewegen. Dem Elektronenstrom entspricht ein kon-

ventioneller Strom entgegengesetzter Richtung. Er addiert sich dem Löcherstrom gleicher Richtung und macht es verständlich, daß beim Spitzentransistor die Stromverstärkung, das Verhältnis von Kollektorstrom zu Emitterstrom, größer als Eins ist. Er erklärt zugleich, weshalb sich beim Spitzentransistor das Vorzeichen des Basisstromes gegenüber seiner Richtung beim pnp-Flächentransistor umkehrt (vergleiche hierzu die *Bilder 217 b* und *c*). Je nach den Betriebsbedingungen und dem Abstand der beiden Spitzen nimmt die Stromverstärkung Werte zwischen 2 und 5 an.

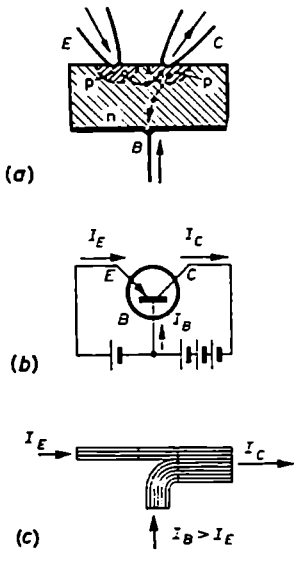


Bild 217. Zur Arbeitsweise eines Spitzentransistors.
(a) Aufbauschema;
(b) Schaltungsprinzip;
(c) Stromaufteilung

Im ganzen betrachtet, ist die Spannungs- und Leistungsverstärkung des Spitzentransistors niedriger als die des Flächentransistors, weil der Sperrwiderstand in der Kollektorgrenzschicht etwa 100mal kleiner ist. Der Spitzentransistor ist gegen Stromüberlastung auf der Kollektorseite sehr empfindlich. Sie führt zu einer starken nachträglichen Erwärmung der formierten Zone des Kollektorgebietes und zerstört sie dadurch wieder. Der Spitzentransistor weist den Vorteil einer äußerst geringen Kapazität zwischen den einzelnen Schichten auf. Er zeigt infolgedessen bei hohen Frequenzen bessere Übertragungseigenschaften als der gewöhnliche NF-Flächentransistor. Trotzdem ist er heutzutage, nachdem man gelernt hat, auch Flächentransistoren für sehr hohe Frequenzen herzustellen, nur noch von historischem Interesse.

2. Herstellungsverfahren von Flächentransistoren

Je nach dem Herstellungsverfahren lassen sich drei Hauptgruppen von Flächentransistoren unterscheiden:

Legierungstransistoren
gezogene Transistoren
Diffusionstransistoren

Die beiden ersten Verfahren kommen hauptsächlich für die Fertigung von NF-Transistoren in Frage, das Diffusionsprinzip wird bei der Herstellung von HF-Transistoren angewendet.

Zur Herstellung von Legierungstransistoren wird aus einem n-leitenden Einkristall ein kleines Scheibchen von etwa 200 µm Dicke herausgeschnitten; es dient als Basis. Auf die beiden Flächen des Plättchens werden zwei Tröpfchen Indium

aufgebracht. Der Kollektortropfen wird größer als der Emittertropfen gewählt (*Bild 218*), damit die Kollektorzone die Emitterzone möglichst weit umfaßt und mit Sicherheit der größte Teil des Emitterstromes zum Kollektor und nicht zur Basis abfließt. Das Ganze wird auf etwa 500 °C erwärmt. Dabei schmelzen die Indiumperlen und dringen unter Bildung einer Indium/Germanium-Legierung von beiden Seiten in das Scheibchen ein. Erreichen sie einen gegenseitigen Abstand von 50 µm, wird das Scheibchen abgekühlt und dadurch der Einlegierungsprozeß beendet. An den Legierungsfronten kristallisieren zwei winzig dünne Ge-Schichten aus, die geringe Mengen Indium enthalten und dadurch p-leitendes Germanium bilden. An die Indiumperlen lassen sich mit Zinnlot die Blechstreifen für die Emitter- und Kollektoranschlüsse anlöten (*Bild 218b*). Die Basis wird über einen sperrschichtfreien Metallring auf der Seite der Emitterperle angeschlossen.

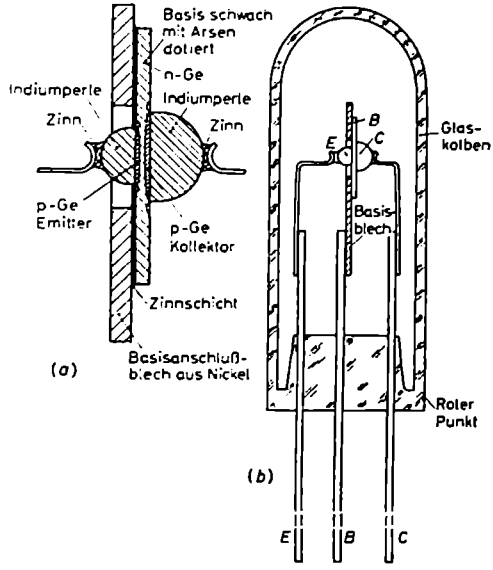


Bild 218. pnp-Legierungstransistor.
(a) Schnittbild des Transistorsystems;
(b) Einbau des Systems in einen Glaskolben

Ein gezogener Transistor entsteht, wenn man in eine Germaniumschmelze einen Germaniumimpfkristall eintaucht und ihn dann ganz langsam aus der Schmelze zieht. Fügt man der Schmelze in bestimmter Menge zunächst 5wertiges Antimon zu, so entsteht ein n-leitendes Ge-Kristallstück. Hat der Kristall eine gewisse Länge erreicht, so werden der Schmelze 3wertige Galliumatome zugesetzt, und zwar in solcher Menge, daß nicht nur die ungesättigten Antimonatome neutralisiert werden, sondern gleichzeitig ein Überschuß an Galliumfremdatomen und damit ein p-Germanium entsteht. Nach einer verhältnismäßig kurzen Ziehzeit, während der sich die dünne p-Basisschicht ausbildet, wird der Schmelze wieder in definierter Stärke Antimon zugesetzt. Dadurch schlägt die p-Leitung noch einmal in eine n-Leitung um. Nach dem Ziehen wird der npn-Kristall durch Schnitte parallel zur Ziehrichtung in mehrere kleine, schmale Blöcke unterteilt. Sie werden kontaktiert, geätzt und auf eine Metallplatte montiert. So entsteht der im *Bild 219* wiedergegebene npn-Transistor. Die Basis wird über einen dünnen Golddraht angeschlossen. Die Basiszone ist so schmal, daß man sie und den richtigen Anschlußpunkt auf ihr in einer kleinen Verstärkerschaltung, in die man den Transistor bei seiner Fertigung einsetzt, erst suchen muß.

Es zeigt sich, daß sich das Zonenziehverfahren praktisch nur zur Herstellung von npn-Transistoren eignet. Das Legierungsverfahren läßt sich technologisch am einfachsten anwenden, wenn man bei Germanium pnp-Transistoren und bei Silizium npn-Transistoren fertigt.

Sollen die Transistoren als Leistungstransistoren verwendet werden, muß man durch Montage des Kollektorteiles auf einem massiven Kupferblock dafür sorgen,

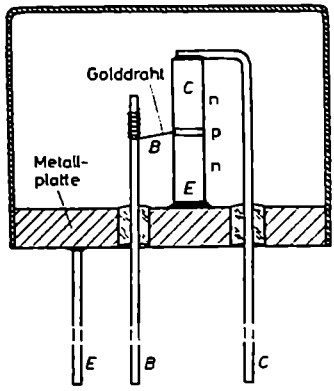


Bild 219. Gezogener npn-Transistor in seinem Gehäuse

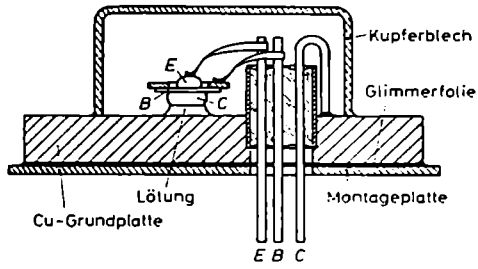


Bild 220. Aufbauschnittbild eines Leistungstransistors

daß die in der Kollektor/Basis-Grenzschicht bei dem hohen Potentialgefälle und den großen Stromdichten sich entwickelnde Wärmemenge schnell und sicher abgeführt wird. Im *Bild 220* ist zu sehen, wie die Indiumkollektorpille mit Lötzinn auf die Kupfergrundplatte aufgelötet ist. Über breite Anschlußbänder wird die Verbindung zwischen dem Basisanschlußring beziehungsweise der Emitterpille und den in eine Glasdurchführung eingeschmolzenen äußeren Schaltdrähten hergestellt. Da der Kollektor und die Kupfergrundplatte in den seltensten Fällen auf Gehäusepotential liegen werden, ist zwischen Grundplatte und Montageplatte eine isolierende Glimmerfolie angeordnet. Sie muß so dünn wie möglich sein, damit ihr Wärmedurchgangswiderstand geringbleibt und das Ableiten der Transistorverlustwärme zum Chassis hin nicht behindert.

Das Eindotieren von Fremdatomen in einen Germanium- oder Siliziumkristall braucht nicht unbedingt über einen Legierungsprozeß mit aufgesetzten Metallpillen vorgenommen zu werden. Beim Diffusionstransistor läßt man die Dotierungsstoffe bei erhöhter Temperatur im gasförmigen Zustand auf den Kristall einwirken. Sie dringen hierbei durch Diffusion ebenfalls in den Kristall ein, aber wesentlich langsamer als beim Legierungsprozeß. Dies hat den großen Vorzug, daß dadurch der Diffusionsvorgang gut steuerbar wird und sich so definiert dünne Basisschichten erreichen lassen.

Unter Ausnutzung der Tatsache, daß verschiedene Gase verschieden schnell in den Kristall eindiffundieren, kann man den Kristall gleichzeitig den Dämpfen eines 5wertigen Stoffes (zum Beispiel Antimon) und eines 3wertigen Stoffes (zum Beispiel Aluminium) aussetzen. Liegt nach *Bild 221 (a)* beispielsweise ein n-Silizium-Einkristall vor, so dringt der Aluminiumdampf schneller in den Kristall ein als der Antimondampf. Er ruft eine p-Leitfähigkeitsschicht hervor, der von allen Seiten auf Grund des Antimondampfes eine n-Schicht folgt. Die Dicke der mittleren p-Schicht läßt sich durch die Dauer der Einwirkzeit der beiden Dämpfe genau fest-

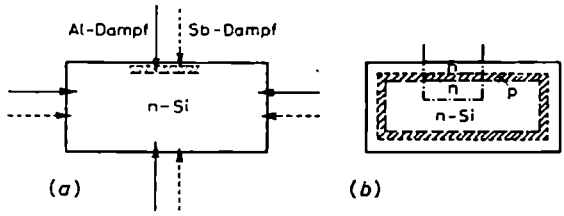


Bild 221. Schematische Darstellung der Herstellung eines npn-Si-Diffusionstransistors. (a) n-leitender Si-Kristallblock mit den außen von allen Seiten einwirkenden Dämpfen; (b) Entstehen einer p-leitenden Diffusionsschicht durch die schnell eindiffundierenden Al-Atome und einer äußeren n-Schicht durch die langsamer nachfolgenden Sb-Atome. Der strichpunktierte Kristallblock liefert nach dem Herausschneiden einen npn-Siliziumtransistor

legen. Schneidet man anschließend aus dem Kristall zur Bloßlegung der inneren n-Schicht einen kleinen Block heraus, so erhält man einen npn-Si-Transistor (*Bild 221b*).

In der „Mesa"-Technik, die ebenfalls nach dem Diffusionsverfahren arbeitet, geht man von einer p-Germaniumkristallscheibe aus. In sie läßt man von einem 3wertigen, gasförmigen Metall her eine etwa 1 µm starke n-leitende Basisschicht eindiffundieren. Die Dotierung ist nicht gleichmäßig. Die Ladungsträgerdichte nimmt von außen nach innen exponentiell ab. Durch dieses Gefälle in der Dichte der Störstellen entsteht in der Basisschicht ein schwaches elektrisches Feld. Auf die Ladungsträger, die in die Basisschicht hineindiffundieren, übt es eine beschleunigende Wirkung aus, so daß sie die Basiszone schneller durchlaufen, als es sonst auf Grund des reinen Diffusionsbestrebens der Fall wäre. Die dünne Basisschicht und die Nachbeschleunigung haben eine höhere Grenzfrequenz zur Folge. Auf die Scheibe mit der Basisschicht außen wird eine Maske mit vielen Paaren winzig kleiner, rechteckiger Aussparungen von etwa 30 µm × 75 µm Größe aufgesetzt. Durch die eine Hälfte dieser Löcher wird im Vakuum Aluminium und anschließend durch die andere Gold auf den Kristallblock aufgedampft (*Bild 222a*). Der Goldstreifen bildet einen sperrschichtfreien Kontakt zur n-Schicht und liefert damit den Basiskontakt. Der ihm in etwa 15 µm Abstand parallelverlaufende Aluminiumstreifen bildet unter sich nach einem kurzen Einlegierungsprozeß eine dünne p-Zone, die als Emitterschicht dient. Auf diese Weise entstehen auf der Kristallscheibe mehrere Hundert winzig kleiner Transistorsysteme. Die p-Grundplatte stellt den Kollektor,

die dünne n-Schicht die Basis und die einlegierte p-Zone unter dem Aluminiumstreifen den Emitter dar.

Die einzelnen Systeme werden anschließend mit einer Wachsschicht abgedeckt. Dann wird ringsherum das überflüssige n-Germanium bis auf den p-leitenden Grundblock herab weggeätzt (*Bild 222b*). Dadurch werden die Kapazitäten zwischen Kollektor und Basis weitgehend verkleinert. Bei dem Ätzvorgang selbst entstehen kleine Tafelberge, die nach dem spanischen Wort „mesa" (Tisch) Mesa-

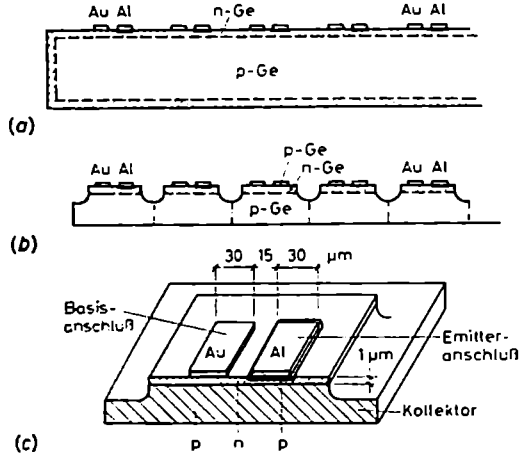


Bild 222 (a bis c). Schematische Darstellung der Herstellung eines diffusionslegierten pnp-Germaniumtransistors

Berge genannt werden und der ganzen Technik den Namen Mesa-Technik eingetragen haben. Nach dem Ätzen wird die Kristallscheibe zerteilt, und die einzelnen Systeme, von denen *Bild 222* (c) eins vergrößert zeigt, werden auf kleinen Grundplatten in ein Transistorgehäuse montiert. Gewisse Schwierigkeiten bereitet das Anschließen der Zuleitungsdrähte zu den Basis- und Emitterstreifen. Sie bestehen aus Goldfäden, die dünner als ein Haar sind, und werden unter Druck und Temperatur gewissermaßen auf die Streifen aufgeschweißt (Thermokompression).

Die äußerst dünne Basisschicht von 1 µm Stärke, die zudem die angedeutete exponentiell verlaufende Dotierung aufweist, gestattet die Übertragung von Frequenzen bis etwa 400 MHz und die Erzeugung von Schwingungen bis etwa 700 MHz. Über weitere spezielle Transistoren wird im Abschnitt C.III.5. berichtet.

3. Grundschaltungen des Transistors

Ähnlich einer Elektronenröhre kann ein Transistor in drei verschiedenen Schaltungen betrieben werden. Je nachdem, welcher seiner Anschlüsse vom Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam benutzt wird, unterscheidet man die

Basisschaltung
Emitterschaltung
Kollektorschaltung

Sie sind für den pnp-Transistor im *Bild 223* zusammen mit den entsprechenden Röhrenschaltungen dargestellt. Aus den Bildern geht hervor, daß der Emitter der Katode und der Kollektor der Anode entspricht. Diese Zuordnungen sind ohne weiteres verständlich. Denn wie bei der Elektronenröhre die Katode durch Emission den Elektronenstrom liefert und dieser dann – bei negativem Steuergitter – in voller Stärke zur Anode fließt, so nimmt beim Transistor der Ladungsträgerstrom seinen

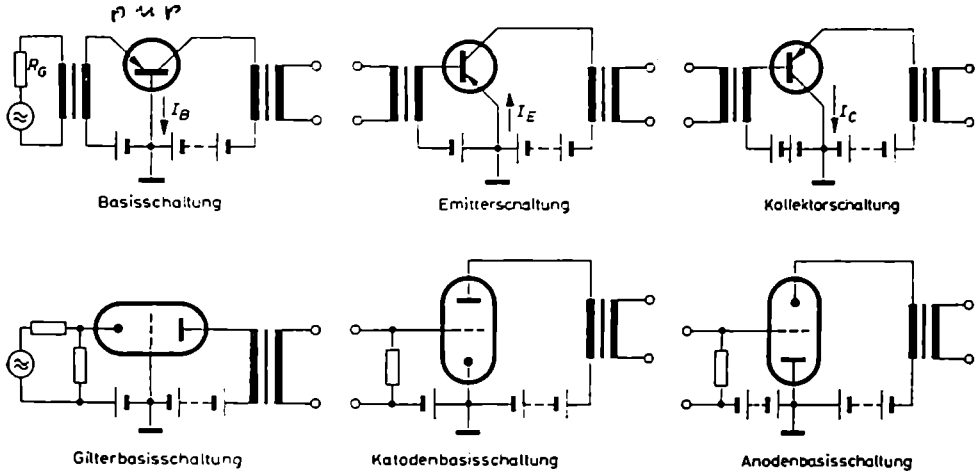


Bild 223. Grundschaltungen des pnp-Transistors und die ihnen entsprechenden Röhrenschaltungen

Ausgang im Emitter. Im Emitter werden die Ladungsträger, Löcher im pnp-Transistor und Elektronen im npn-Transistor, freigemacht. Von dort wandern sie fast hundertprozentig zum Kollektor hinüber, der sie wieder aufsammelt und damit dasselbe wie die Anode der Elektronenröhre macht. Die dritte Zuordnung ⟨Basis- = Steuergitter⟩ ist bezeichnungsmäßig nicht so deutlich, aber physikalisch insofern verständlich, als das Gitter einer Röhre praktisch keinen Strom und die Basis eines Transistors nur den sehr kleinen Differenzstrom zwischen Emitter und Kollektor führt. Die schwach negative Basis könnte man mit einem schwach positiven Gitter vergleichen, das ebenfalls dem Katodenstrom einen geringen Betrag entziehen, aber den größten Teil zur Anode durchlassen würde.

a) Basisschaltung

Die bei der Besprechung der Transistorwirkungsweise benutzte Schaltung nach *Bild 212* ist eine Basisschaltung gewesen. Wie dort ausgeführt wurde, ist bei allen Flächentransistoren der Kollektorstrom nahezu gleich dem Emitterstrom und damit die Stromverstärkung der Basisschaltung etwa gleich Eins, genauer 0,95···0,98. Der Stromverstärkungsfaktor der Basisschaltung wird mit α bezeichnet; er gilt für Kurzschluß auf der Kollektorseite. Diese sogenannte Kurzschlußstromverstärkung

ist nur für Wechselströme von Interesse und wird durch das Verhältnis des ausgesteuerten Kollektorwechselstroms ΔI_C zum steuernden Emitterwechselstrom ΔI_E definiert. Formelmäßig gilt

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad \text{Kurzschlußstromverstärkung der Basisschaltung} \tag{188}$$

Die praktische Bedeutung der Basisschaltung ist gering; sie zeigt Vorzüge bei starken Temperaturschwankungen. Ihr Arbeitspunkt ist, wenn mit eingeprägtem Emitterstrom, das heißt Stromaussteuerung aus hochohmigem Generator, gearbeitet wird, unabhängiger von Temperatureinflüssen als in der Emitterschaltung. Die Basisschaltung hat auch eine höhere Grenzfrequenz. Man versteht darunter die Frequenz f_α, bei der der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung α auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$fache seines Wertes bei niedrigen Frequenzen sinkt. Die höhere Grenzfrequenz ist der Grund dafür, daß die Basisschaltung gern für den Bau von HF-Oszillatoren und einstufigen Breitbandverstärkern gewählt wird.

Ihr Nachteil liegt darin, daß sie einen sehr kleinen Eingangswiderstand und einen äußerst hochohmigen Ausgangsinnenwiderstand hat. Ihr Eingangswiderstand R_{1b}, der mit den Bezeichnungen vom *Bild 224* durch die Beziehung

$$R_{1b} = \frac{\Delta U_{gb}}{\Delta I_E} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \tag{189}$$

definiert ist, liegt nach *Tabelle 9* in der Größenordnung von etwa 100 Ω. Der ausgangsseitige Innenwiderstand, der bei Transistoren nicht mit R_i, sondern üblicher-

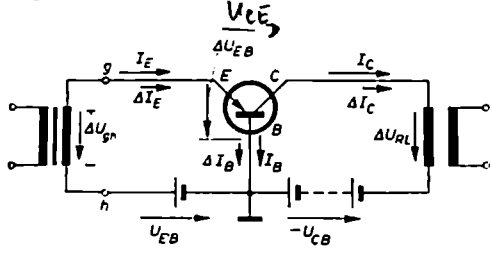


Bild 224. Basisschaltung eines pnp-Transistors

	Basisschaltung	Emitterschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	50···200 Ω	0,5··· 2 kΩ	0,2···0,4 MΩ
Ausgangswiderstand	0,5···2 MΩ	10···100 kΩ	0,1···0,5 kΩ
Stromverstärkung	≈ 1fach	20···50fach	20···50fach
Spannungsverstärkung	100···1000fach	100···1000fach	< 1
Leistungsverstärkung	20···30 dB	30···35 dB	15···20 dB
Phasenlage der Ein- und Ausgangsspannungen	gleichsinnig	gegensinnig	gleichsinnig

Tabelle 9. Übersicht über die elektrischen Eigenschaften der Transistorgrundschaltungen

weise mit R_2 oder R_{aus} bezeichnet wird, liegt bei einigen 100 kΩ. In dieser Beziehung ähnelt die Basisschaltung stark ihrer analogen Röhrenschaltung, der Gitterbasisschaltung, die ebenfalls einen niedrigen Eingangs-, aber großen Ausgangswiderstand hat.

Diese Widerstandsverhältnisse sind für die Hintereinanderschaltung (Kaskadenschaltung) zweier Transistorstufen und für die Anpassung des Verbraucherwiderstandes an die Endstufe eines Transistorverstärkers ungünstig. Im Gegensatz zu den Röhren gibt es ja auf der Eingangsseite von Transistoren keine leistungslose Aussteuerung, also weder eine reine Spannungsaussteuerung noch eine reine Stromaussteuerung, sondern immer beides gemeinsam. Infolgedessen kommt es bei einem mehrstufigen Transistorverstärker mehr als bei einem Röhrenverstärker darauf an, daß die nachfolgende Transistorstufe leistungsmäßig günstig an die vorhergehende Stufe angepaßt ist. Eine auch nur annähernd optimale Leistungsanpassung ist aber nicht möglich, wenn die speisende Transistorstufe einen sehr hochohmigen Innenwiderstand R_2 von einigen 100 kΩ und die nachfolgende, als Verbraucher anzusehende Transistorstufe einen Eingangswiderstand R_1 von etwa 100 Ω hat. Wesentlich günstiger, wenn auch noch lange nicht ideal, liegen die Verhältnisse bei der Emitterschaltung.

b) Emitterschaltung

Die Emitterschaltung ist die für die praktische Anwendung wichtigste Grundschaltung. Ihr entspricht auf der Röhrenseite die Katodenbasisschaltung. In der Emitterschaltung wird der Transistor nach *Bild 225* mit dem Basisstrom ausgesteuert. Da

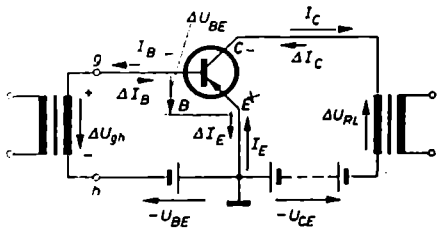


Bild 225. Emitterschaltung eines pnp-Transistors

er nur einen Bruchteil des Emitterstromes und damit auch nur einen Bruchteil des auf der Ausgangsseite fließenden Kollektorstromes ausmacht, muß in der Emitterschaltung die Stromverstärkung wesentlich größer als in der Basisschaltung sein. Die Stromverstärkung ist am größten, wenn im Kollektorkreis kein Lastwiderstand liegt, also Kurzschluß herrscht. Demgemäß hat man auch hier zu ihrer Festlegung einen Kurzschlußstromverstärkungsfaktor eingeführt. Er wird mit β bezeichnet und gibt das Verhältnis der Kollektorstromänderung ΔI_C zur Basisstromänderung ΔI_B bei Kurzschluß auf der Kollektorseite an. Formelmäßig schreibt man

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \qquad \begin{matrix}\text{Kurzschlußstromverstärkung} \\ \text{der Emitterschaltung}\end{matrix} \qquad (190)$$

Da nach den Kirchhoffschen Gesetzen $\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C$ sein muß, kann man Gl. (190) umformen in

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E - \Delta I_C} = \frac{1}{\frac{\Delta I_E}{\Delta I_C} - 1}$$

Der Quotient $\Delta I_E/\Delta I_C$ ist nach Gl. (188) gleich dem Reziprokwert des Stromverstärkungsfaktors α der Basisschaltung. Damit erhält man als Beziehung zwischen den Stromverstärkungsmaßen der beiden Schaltungen

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{191}$$

Löst man diese Gleichung nach α auf, so ergibt sich

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \tag{192}$$

Setzt man für α die praktisch erzielbaren Werte von 0,95···0,98 ein, so nimmt β Werte zwischen 19···49 ein. Da man bei den neuesten Transistoren zum Teil α-Werte von 0,99 und mehr erreicht, kann β auf Worte um 100 und mehr kommen.

Der Eingangswiderstand der Emitterschaltung ist höher als der der Basisschaltung. Unter Benutzung der Bezeichnungen vom *Bild 225* erhält man aus dem Ansatz

$$R_{1e} = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E - \Delta I_C} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E} \frac{1}{1 - \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}} \tag{193}$$

Dafür läßt sich nach Gl. (188) und (189) schreiben

$$R_{1e} = R_{1b} \frac{1}{1 - \alpha} \tag{194}$$

oder, wenn man nach Gl. (191) für α die Stromverstärkung β einführt,

$$R_{1e} = (1 + \beta)\, R_{1b} \tag{195}$$

Da $(1 + \beta)$ zwischen 20 und 50 liegt, ist der Eingangswiderstand der Emitterschaltung 20- bis 50mal größer als der der Basisschaltung. Nach *Tabelle 9* kann damit gerechnet werden, daß er Werte von 0,5···2 kΩ annimmt. Der höhere Betrag des Eingangswiderstandes ist für die Anpassungsverhältnisse von Vorteil. Im gleichen günstigen Sinn wirkt sich der niedrigere ausgangsseitige Innenwiderstand R_2 der Emitterschaltung aus. Nach *Tabelle 9* weist er Werte zwischen 10···100 kΩ auf.

Wie später genauer gezeigt wird (Abschnitt I.5.b), hängt der betriebliche Eingangswiderstand außer vom Transistor und seiner Schaltung vom ausgangsseitigen Lastwiderstand R_L ab. Er ist keine reine Transistorgröße. Das gleiche gilt für den ausgangsseitigen Innenwiderstand R_2. Sein genauer Wert hängt mit vom Wider-

stand R_G des eingangsseitig wirkenden Steuergenerators ab. Im Gegensatz zur Röhre sind eben die Ein- und Ausgangsseite eines Transistors über innere Widerstände miteinander gekoppelt.

c) Kollektorschaltung

Die Kollektorschaltung wird nur wenig benutzt. Man findet sie ab und zu als Eingangsstufe eines mehrstufigen Verstärkers, wenn der Verstärker einen hochohmigen Eingang benötigt. Die Kollektorschaltung zeigt nämlich einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen niedrigen Ausgangswiderstand. Ihr entspricht in der Röhrentechnik die Anodenbasisschaltung oder, wie man häufiger sagt, der Katodenverstärker. Wegen ihres hochohmigen Eingangs- und niederohmigen Ausgangswiderstandes wird sie auch als Impedanzwandlerschaltung bezeichnet.

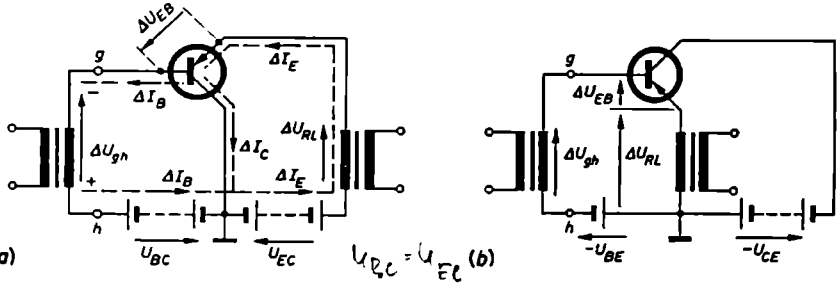


Bild 226. Kollektorschaltung eines pnp-Transistors. (a) Kollektor wechselspannungsmäßig und gleichstrommäßig geerdet; (b) Kollektor nur wechselspannungsmäßig geerdet (übliche Darstellungsart der Kollektorschaltung)

Der hohe Eingangswiderstand läßt sich folgendermaßen verständlich machen: Nach *Bild 226* (*a*) fließt der steuernde Basisstrom ΔI_B in einem bestimmten Zeitmoment beispielsweise von der Klemme h aus über die widerstandsfreien Batterien sowie den Belastungswiderstand R_L in den Emitter und von dort über die Emitter/Basis-Grenzschicht zurück zur Klemme g. Setzt man für diese Masche das 2. Kirchhoffsche Gesetz an, so erhält man für die Steuerspannung ΔU_{gh} den Ausdruck

$$\Delta U_{gh} = \Delta U_{RL} + \Delta U_{EB} = R_L \Delta I_E + \Delta U_{EB} = R_L (\Delta I_B + \Delta I_C) + \Delta U_{EB} \qquad (196)$$

Nimmt man an, daß R_L klein gegen den Sperrschichtwiderstand ist und daher für die Betriebsstromverstärkung in erster Näherung die Kurzschlußstromverstärkung eingesetzt werden kann, so läßt sich schreiben

$$\Delta U_{gh} \approx R_L \Delta I_B (1 + \beta) + \Delta U_{EB}$$

Hieraus folgt für den Eingangswiderstand der Kollektorschaltung

$$R_{1c} = \frac{\Delta U_{gh}}{\Delta I_B} \approx R_L (1 + \beta) + \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_B} \qquad (197)$$

Der zweite Ausdruck auf der rechten Seite von Gl. (197) stellt nach Gl. (193) den Eingangswiderstand R_{1e} der Emitterschaltung dar. Der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ist hiernach um das Produkt aus dem Belastungswiderstand R_L und der um 1 vergrößerten Stromverstärkung β größer als der Eingangswiderstand R_{1e} der Emitterschaltung. Ist beispielsweise $R_L = 5\,\mathrm{k\Omega}$ und die Stromverstärkung $(1 + \beta) \approx 50$, so nimmt R_{1c} Werte um $250\,\mathrm{k\Omega}$ an. Er ist so groß, daß damit schon eine einigermaßen gute Anpassung an die hochohmigen Kristalltonabnehmer von Plattenspielern vorgenommen werden kann.

Da nach Gl. (196) die Ausgangswechselspannung $\Delta U_{RL} = \Delta U_{gk} - \Delta U_{EB}$ und damit stets kleiner als die steuernde Eingangswechselspannung ΔU_{gk} ist, hat die Kollektorschaltung eine Spannungsverstärkung von etwas weniger als 1. Sie weist lediglich eine Stromverstärkung auf, denn auf der Eingangsseite wirkt als Steuerstrom das kleine ΔI_B, und auf der Ausgangsseite tritt der um den Faktor $(1 + \beta)$ größere Emitterwechselstrom ΔI_E in Erscheinung. Die Leistungsverstärkung der Kollektorschaltung bleibt dementsprechend hinter der der Emitterschaltung zurück. Ihre Größenordnung ist aus der *Tabelle 9* zu ersehen.

Aus der Definition, daß der Innenwiderstand einer Schaltung gleich dem Verhältnis ihrer Leerlaufausgangsspannung ΔU_l zu ihrem Kurzschlußausgangsstrom ΔI_k ist, und daraus, daß in der Kollektorschaltung die Leerlaufspannung wegen fehlender Verstärkung praktisch gleich der Eingangswechselspannung ΔU_{gk} und andererseits der Kurzschlußstrom um etwa den Faktor $(1 + \beta)$ größer als der Eingangsstrom ΔI_B ist, folgt unter Zuhilfenahme von Gl. (195) für den Ausgangswiderstand R_{2c} der Kollektorschaltung

$$R_{2c} = \frac{\Delta U_l}{\Delta I_k} \approx \frac{\Delta U_{gk}}{(1 + \beta)\,\Delta I_B} = \frac{1}{1 + \beta} R_{1c} = R_{1b} \tag{198}$$

Er ist also von der gleichen niedrigen Größenordnung wie der Eingangswiderstand R_{1b} der Basisschaltung.

Die Kollektorschaltung wird meistens nicht nach *Bild 226* (*a*) mit der Emitterzuleitung oben und der Kollektorzuleitung unten, sondern nach *Bild 226* (*b*) mit dem Emitteranschluß unten dargestellt. Man ist anfänglich vielleicht in Versuchung, diese Schaltung eine Emitterschaltung zu nennen; dies ist jedoch nicht richtig. Nach *Bild 226* (*a*) ist der Kollektor wechselspannungsmäßig und gleichspannungsmäßig geerdet und damit allgemeiner Bezugspunkt für alle Potentiale. Nach *Bild 226* (*b*) ist der Kollektor weiterhin wechselspannungsmäßig geerdet, wenn man bedenkt, daß die Batterien keinen Wechselstromwiderstand haben und demgemäß an ihnen keine Wechselspannung verbraucht wird. Er stellt also auch hier den Punkt dar, auf den sich die Eingangsspannungs- und Ausgangsspannungsangaben beziehen, und bildet damit den dem Ein- und Ausgangskreis hinsichtlich der Wechselstromvorgänge gemeinsamen Anschlußpunkt. Gleichspannungsmäßig ist im *Bild 226* (*b*) allerdings nicht der Kollektor, sondern der Emitter geerdet, aber nach den Gleichspannungsverhältnissen pflegt man eine Schaltung nicht zu bezeichnen. Hinzu kommt, daß in beiden Kollektorschaltungen der Lastwiderstand in der Emitter-

zuleitung liegt. In einer normalen Emitterschaltung müßte er in der Kollektorzuleitung liegen.

Aufgabe 43

Ein pnp-Transistor arbeite in der Basisschaltung in einem Arbeitspunkt, der durch $U_{EB} = +0{,}2$ V und $U_{CB} = -6$ V festgelegt ist. Welche Vorzeichen und Werte müssen die Batteriespannungen erhalten, wenn der Transistor in eine Emitterschaltung nach *Bild 225* und eine Kollektorschaltung nach *Bild 226(a)* beziehungsweise (*b*) eingesetzt werden und dort auf dem gleichen Arbeitspunkt, das heißt mit den gleichen Strömen, arbeiten soll? (Antwort: Schaltung nach *Bild 225*; $-U_{BE} = 0{,}2$ V, $-U_{CE} = 6{,}2$ V; Schaltung nach *Bild 226(a)*: $U_{BC} = +6$ V, $U_{EC} = +6{,}2$ V; Schaltung nach *Bild 226(b)*: $-U_{BE} = 0{,}2$ V, $-U_{CE} = 6{,}2$ V)

Aufgabe 44

Skizziere die Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung eines npn-Transistors und trage in sie die Stromversorgungsbatterien mit ihren Vorzeichen und Werten ein. Es werde angenommen, daß der npn-Transistor zu dem pnp-Transistor von *Aufgabe 43* komplementär sei und in seinem Arbeitspunkt dem Betrag nach die gleichen Ströme und Spannungen führe, also $|U_{EB}| = 0{,}2$ V und $|U_{CB}| = 6$ V sei.

4. Kennlinienfelder des Transistors

a) Festlegungen über die Richtungspfeile der Ströme und Spannungen

Im *Bild 227* sind für einen pnp- und npn-Transistor die verschiedenen Möglichkeiten dargestellt, wie man die Stromrichtungen in ihm und seinen Außenanschlüssen angeben kann. Geht man von der physikalischen Betrachtungsweise der Vorgänge im Transistor aus, so liegt es nahe, als Stromrichtung die tatsächliche Be-

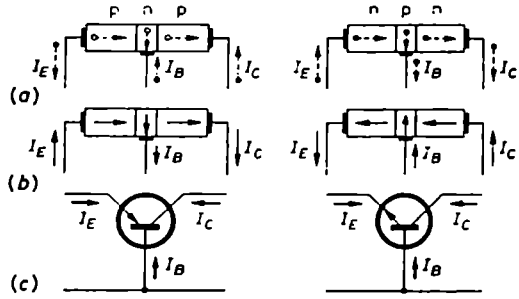


Bild 227. Darstellungsmöglichkeiten für die Stromrichtungen in einem pnp- und npn-Transistor.
(a) Bewegungsrichtung der wahren Ladungsträger;
(b) konventionelle Stromrichtungen;
(c) Zählpfeile für positive Bewertung der Ströme

wegungsrichtung der Ladungsträger einzuführen. Strenggenommen sind im Transistor mehrere, verschiedenartige Ladungsträger mit entgegengesetzten Bewegungsrichtungen vorhanden, nämlich Elektronen und Löcher, Majoritäts- und Minori-

tätsträger. Davon sind sicherlich die im Emitter freigemachten und zum Kollektor oder zur Basis hinüberwandernden Ladungsträger die wichtigsten, so daß es sinnvoll scheint, ihre Bewegungsrichtung dem Stromrichtungspfeil zugrunde zu legen. Dies ist für den pnp-Transistor mit seiner Löcherbewegung und den npn-Transistor mit seiner Elektronenbewegung in dem *Bild 227* (*a*) durch die gestrichelten Pfeile geschehen. In den äußeren Anschlußleitungen muß man die Stromrichtungspfeile teilweise umkehren, wenn man konsequenterweise auch dort die Bewegungsrichtung der wahren Ladungsträger (Elektronen) darstellen will. Der Vorzug dieser Art der Stromrichtungsangabe liegt darin, daß man mit ihr gut die physikalischen Vorgänge im Transistor beschreiben kann.

Eine andere Art der Stromrichtungskennzeichnung besteht darin, überall – unabhängig von der Bewegung der wahren Ladungsträger – den Strompfeil entsprechend der konventionellen Stromrichtung einzutragen. Der konventionelle Strom fließt wegen seiner unglücklichen Festlegung stets entgegengesetzt zur Bewegungsrichtung der Elektronen. Er hat die Richtung gedachter oder wirklich vorhandener positiver Ladungen. Hieraus folgt, wie es das *Bild 227* (*b*) durch die ausgezogenen Strompfeile veranschaulicht, daß im pnp-Transistor die konventionelle Stromrichtung mit der Bewegungsrichtung der maßgeblichen Ladungsträger übereinstimmt, im npn-Transistor dagegen nicht. Offenbar hat man diese konventionelle Stromrichtung dem Emitterpfeil im pnp- und npn-Transistorsymbol zugrunde gelegt. Es zeigt sich, daß die konventionellen Stromrichtungspfeile immer dann vorteilhaft und nützlich sind, wenn man den Transistor innerhalb seiner Schaltung betrachten, also beispielsweise die Polungen der Speisebatterien oder den Anschluß von Instrumenten besprechen will.

Nun gibt es aber noch eine dritte Art der Betrachtung einer Transistorschaltung; das ist die vierpoltheoretische. Es handelt sich hierbei um ein rein rechnerisches Verfahren, das der Ermittlung der allgemeinen Eigenschaften eines Transistors dient, beispielsweise seiner Verstärkung, seiner betrieblichen Ein- und Ausgangswiderstände oder seiner optimalen Abschlußverhältnisse oder auch der Rückwirkung der Verbraucherseite auf die Eingangsseite und umgekehrt. Bei der vierpoltheoretischen Behandlung des Transistors werden für ihn unter Zuhilfenahme der Kirchhoffschen Gesetze Übertragungsgleichungen, sogenannte Vierpolgleichungen, aufgestellt (Abschnitt I.5.a). Die Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze setzt voraus, daß man für die in der Vierpolschaltung vorkommenden Ströme Zählpfeile einführt. Die Zählpfeile sollen einfach nur angeben, in welcher Richtung man innerhalb der Rechnung den Strom, der durch das an den Zählpfeil angeschriebene und meistens mit einem Index versehene Formelzeichen gekennzeichnet ist, positiv werten will. Die Wahl der Pfeilrichtung für die positive Zählrichtung ist an sich willkürlich. Sie kann, aber braucht nicht, wie sich bei der Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze immer wieder herausstellt, mit der tatsächlichen oder konventionellen Stromrichtung übereinzustimmen. Das Rechnungsergebnis zeigt, wenn man die richtigen Kenndaten des Transistors mit ihren vorgeschriebenen Vorzeichen einsetzt, von selbst, ob die angenommenen Richtungen mit den wirklichen zusammenfallen oder nicht.

Da man bei der vierpoltheoretischen Behandlung des Transistors, etwa an Hand von *Bild 228*, unabhängig von der wirklichen Schaltung (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung) und dem Transistortyp (pnp- oder npn-Transistor) und demgemäß auch unabhängig von den am Ein- und Ausgang wirklich herrschenden Stromrichtungen sein will, andererseits aber die Zählpfeile auch nicht völlig willkürlich und womöglich in jeder Literaturstelle unterschiedlich gewählt werden sollen, ist man übereingekommen, bei Transistoren und Transistorvierpolen die Zählpfeile für die positive Bewertung der Ströme immer zum Kristallinnern hin zu zeichnen. Im *Bild 227* (c) ist dies für die Basisschaltung eines pnp- und npn-Transistors durch die dick ausgezogenen Pfeile veranschaulicht. Zur Verdeutlichung zeigt *Bild 229* das gleiche noch einmal für alle Grundschaltungen. Diese willkürliche, aber einheitliche Festlegung, alle Ströme auf den Transistor zu als positiv anzusehen, hat sich als so praktisch und vorteilhaft erwiesen, daß man sie jetzt nicht nur bei den Wechselströmen, sondern auch bei den Gleichströmen im Transistor anwendet und damit zusammenhängend ganz allgemein in allen Kennlinienfeldern des Transistors benutzt. Es mag zunächst eigenartig scheinen, an den Diagrammachsen der Kennlinienfelder so oft $-I_C$ oder $-U_{CE}$ und an den Kurven als Parameter $-I_B$, aber $+I_E$ vorzufinden. Diese Bezeichnungsweise ist jetzt völlig eindeutig und klar. Sie besagt, ohne daß man gezwungen wäre, sich ständig den Leitungsmechanismus im jeweiligen Transistortyp genau zu überlegen, daß Ströme, die – konventionell betrachtet – wirklich zum Transistor hinfließen, entsprechend dem Zählpfeil wirklich positiv gewertet und daher mit einem Pluszeichen ausgestattet werden, daß aber Ströme, die in Wirklichkeit, ihrer konventionellen Richtung nach, aus dem Transistor heraus- und damit dem Zählpfeil entgegenfließen, negativ gewertet und daher mit einem Minuszeichen versehen werden. Wenn in irgendeinem Kennlinienfeld, zum Beispiel dem vom *Bild 236* (c), abgelesen wird: $-I_C = 3\,\text{mA}$ oder $-I_B = 100\,\mu\text{A}$, so besagt das Minuszeichen,

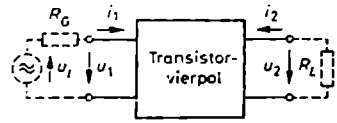


Bild 228. Allgemeiner Transistorvierpol mit den Zählpfeilen für positive Bewertung der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang. Der u_1-Pfeil stellt einen Verbraucherspannungspfeil, der u_1-Pfeil einen Generator-EMK- oder Generatorurspannungspfeil dar

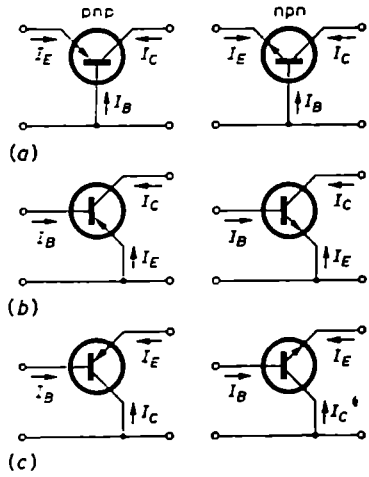


Bild 229. Die Ströme in den drei Grundschaltungen eines pnp- und npn-Transistors mit ihren positiven Zählpfeilen. (a) Basis-, (b) Emitter-, (c) Kollektorschaltung

daß der wirkliche Strom I_C oder I_B, konventionell betrachtet, nicht in den Kristall hinein-, sondern aus ihm herausfließt. Oder steht, wie beispielsweise im *Bild 236 (a)*, an einer der Kurven als Parameter: $I_E = 2$ mA, so ist daraus zu folgern, daß der konventionelle Strom I_E tatsächlich zum Kristallinnern hinfließt.

Da beim pnp-Transistor nur der Emitterstrom I_E auf den Kristall zu-, dagegen der Kollektorstrom I_C und Basisstrom I_B aus ihm herausfließen, müssen in den Kennlinienfeldern des pnp-Transistors stets die Emitterströme mit einem positiven und die Kollektor- und Basisströme mit einem negativem Vorzeichen erscheinen. Da die Ströme in einem npn-Transistor genau entgegengesetzt verlaufen, muß es bei ihm stets $-I_E$, aber $+I_C$ und $+I_B$ heißen.

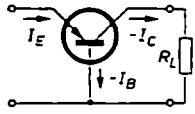


Bild 230. Strompfeilbeschriftung. Zeigt ein Strompfeil nicht in die positive Zählrichtung, so erhält sein Formelzeichen ein negatives Vorzeichen

Will man in einer Schaltung die Strompfeile mit voller Absicht der tatsächlichen, konventionellen Richtung nach eintragen, und weisen sie dann, wie etwa im *Bild 230*, der positiven Zählrichtung entgegen, so ist vor den Strombuchstaben ein Minuszeichen zu setzen, damit Schaltbild, Kennlinienfeld und Vierpolgleichungen zusammenpassen.

Bei der Kennzeichnung von Spannungen durch Formelzeichen und Spannungspfeile hat man sich klarzumachen, daß eine Spannung immer zwischen zwei Punkten oder zwei Leitungen wirkt und deshalb auch in den Formelzeichen und Spannungspfeilen zum Ausdruck kommen muß, zwischen welchen Punkten die betrachtete Spannung auftritt. Die einfache Darstellung, etwa nach *Bild 231*, durch einen Strich

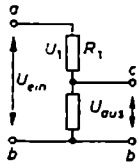


Bild 231. Kennzeichnung einer Spannung ohne Rücksicht auf ihre Wirkungsrichtung durch einen Strich mit zwei Pfeilen oder durch das Formelzeichen U mit einem einfachen Index

mit zwei Pfeilen oder das Formelzeichen U mit dem Index *1* für die Spannung an R_1 genügt nicht, wenn man außer dem Betrag der Spannung auch ihre Wirkungsrichtung angeben will. Wird das letzte gewünscht, so muß man beim Formelzeichen zwei Indizes verwenden und vor die Zahlenwerte der Spannung Vorzeichen setzen. Hinsichtlich der Indizes ist dies im *Bild 232* geschehen; für die Eingangsspannung ist zum Beispiel U_{ab} und die Ausgangsspannung U_{cb} geschrieben. Der erste Index kennzeichnet den Punkt, dessen Spannung angegeben werden soll, der zweite Index kennzeichnet den Bezugspunkt, auf den die Spannung am Ort des ersten Index bezogen werden soll. Die beiden Indizes kennzeichnen also die Zählrichtung der Spannung. Darüber, ob die Spannung auch in dieser Richtung wirkt, also den Strom

wirklich vom ersten Indexpunkt über den Verbraucher zum zweiten Indexpunkt treibt, ist damit noch nichts ausgesagt. Dies läßt sich erst durch ein Vorzeichen vor dem Zahlenwert ausdrücken. Das Vorzeichen gestattet, die Potentiallage des ersten Indexpunktes gegenüber dem zweiten zu beschreiben. Nach der Potentialtheorie ist die Spannung U zwischen zwei Punkten a und b gleich dem Unterschied der Potentiale φ_a und φ_b dieser Punkte, sie ist also

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$$

Hat der erste Indexpunkt (a) nach der konventionellen Betrachtungsweise ein höheres (positiveres) Potential als der zweite (b), so wird die Differenz $\varphi_a - \varphi_b$

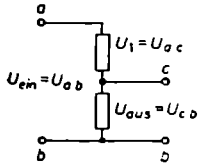


Bild 232. Kennzeichnung der Zählrichtung von Spannungen durch Doppelindizes am Formelzeichen

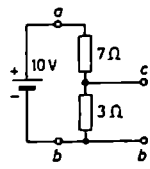


Bild 233. Schaltbeispiel zur Angabe der Größe und Richtung von Spannungen

positiv. In diesem Fall erhält der Zahlenwert der Spannung U_{ab} ein positives Vorzeichen. Der Strom fließt dann, da er im Verbraucherkreis immer nur von einem Punkt höheren Potentials zu einem Punkt niederen Potentials fließen kann, vom erstgenannten Indexpunkt über den Verbraucher zum zweiten Indexpunkt. Hat der Punkt (a) ein niedrigeres Potential als der Punkt (b), so wird die Differenz $\varphi_a - \varphi_b$ negativ. In diesem Fall erhält der Zahlenwert der Spannung ein negatives Vorzeichen. Der Strom fließt entgegengesetzt zur Indexfolge durch den Verbraucher. In der Schaltung vom *Bild 233* muß es beispielsweise heißen

$$U_{ab} = +10\ \text{V} \qquad U_{ac} = +7\ \text{V} \qquad U_{cb} = +3\ \text{V}$$

oder

$$U_{ba} = -10\ \text{V} \qquad U_{ca} = -7\ \text{V} \qquad U_{bc} = -3\ \text{V}$$

Statt der letzten Zeile kann man auch schreiben

$$-U_{ba} = 10\ \text{V} \qquad -U_{ca} = 7\ \text{V} \qquad -U_{bc} = 3\ \text{V}$$

In ähnlicher Weise wie mit den Formelzeichen macht man es mit den Spannungspfeilen. Die Spannungsstriche erhalten statt der beiden Spitzen nur noch eine. Der Pfeilstrich beginnt an dem Punkt, dessen Spannung man angeben will. Die Pfeilspitze weist auf den Punkt hin, der als Bezugspunkt für die Spannungsangabe dienen soll. Im *Bild 234* (a) sind mit den Spannungspfeilen für die Eingangsspannung U_{ein} und die Ausgangsspannung U_{aus} die Spannungen U_{ab} beziehungsweise U_{cb} gemeint. Im *Bild 234* (b) stehen sie für die Spannungen U_{ba} beziehungsweise U_{bc}. In der vorliegenden Form haben die Spannungspfeile nur einen Zählcharakter. Über die Stromrichtung im Verbraucher machen sie so keine Aussage. Man müßte dann schon verabreden, daß man den Pfeil stets nur in Richtung des Potential-

gefälles zeichnen will. Aussagecharakter erhalten die Pfeile erst, wenn sie mit dem Zahlenwert der Spannung und seinem Vorzeichen gekoppelt werden. So muß es zum Beispiel im *Bild 233* (*a*) heißen $U_{ab} = +10\,\mathrm{V}$ und im *Bild 233* (*b*) $U_{ab} = -10\,\mathrm{V}$.

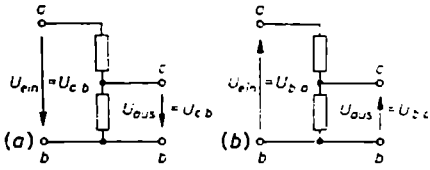


Bild 234 (a und b). Eintragungen von Spannungspfeilen zur Festlegung ihrer Zählrichtung

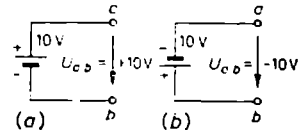


Bild 235 (a und b). Vorzeichen des Zahlenwertes einer Gleichspannung

Zusammenfassung: Die hier getroffenen Festlegungen hinsichtlich der Richtungspfeile gelten sowohl für Gleichströme und Gleichspannungen als auch für Wechselströme und Wechselspannungen. Es wurde gezeigt, daß die Strompfeile entweder die physikalische Bewegungsrichtung der Ladungsträger oder die Richtung des Stromes nach der konventionellen (technischen) Festlegung oder nur die Zählrichtung für eine positive Bewertung des an den Zählpfeil angeschriebenen Formelzeichens darstellen. Der letzte Fall ist für eine formelmäßige Behandlung der Übertragungseigenschaften eines Transistors wichtig. Er bietet den Vorzug, die Kennlinienfelder sämtlicher Transistoren und ihrer Grundschaltungen alle im ersten Quadranten eines Achsenkreuzes mit positiven Zahlenwerten auf den Achsen zur Darstellung bringen zu können. Dabei bereitet es nicht die geringste Schwierigkeit, durch das Vorzeichen vor dem Strombuchstaben anzudeuten, in welcher Richtung der betreffende Strom die Transistorschaltung tatsächlich durchfließt.

Hinsichtlich der Spannungspfeile wurde gezeigt, daß sie, wenn man es nicht anders verabredet, nur Zählpfeile sind. Sie markieren durch die Pfeilspitze den Bezugspunkt, auf den sich die Spannungsangabe für den Punkt bezieht, an dem der Pfeilstrich beginnt. Der Pfeilstrich braucht nicht unbedingt vom höheren zum tieferen Potential zu zeigen. Zwar wird man bei einer konkreten Schaltung den Spannungspfeil nach Möglichkeit so eintragen, daß er in die Richtung des Potentialgefälles weist und damit zugleich angibt, in welcher Richtung der Strom – konventionell betrachtet – durch den Verbraucher fließt. Aber das braucht nicht so zu sein. Bei einer allgemeinen Untersuchung, beispielsweise der Behandlung eines Transistorvierpols, bei der man unabhängig von der jeweiligen Schaltung (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung) und unabhängig vom jeweiligen Transistortyp (pnp- oder npn-) sein will und allgemein gültige Gesetzmäßigkeiten für den Transistor herleiten und formelmäßig festlegen will, wird man die Spannungspfeile nur als Zählpfeile benutzen.

Es ist üblich, die Zählpfeile in einem Transistorvierpol so einzuzeichnen, daß in den allgemeinen Vierpolgleichungen nur positive Vorzeichen auftreten. Damit bei der Auswertung aus dem Endergebnis auf die wirkliche Richtung der Ströme und

Spannungen geschlossen werden kann, müssen in diesem Fall die Vierpolparameter der verschiedenen Schaltungen und Typen unterschiedliche Vorzeichen erhalten. Hinsichtlich der Formelzeichen und Indizes soll im Abschnitt über die Transistoren folgendes verabredet werden:

Urspannungen oder EMK-Größen werden entweder mit U_0 oder U_l bezeichnet. Ein etwaiger Pfeil soll als EMK-Pfeil die Richtung des Stromes im Generator kennzeichnen. Ausnahmen hiervon können in den Ersatzschaltbildern des Transistors vorkommen, weil dort alle Spannungen und folglich auch die Urspannungen pfeilmäßig immer so eingetragen werden, daß in den zugehörigen Vierpolgleichungen nur positive Vorzeichen auftreten. Urströme werden entweder mit I_0 oder mit I_k bezeichnet.

Kleine Buchstaben (u, i) gelten für die Augenblickswerte zeitlich veränderlicher Größen. In den Vierpolgleichungen mit reellen Parametern können sie auch den Charakter von Effektivwerten annehmen.

Große Buchstaben (U, I) gelten für zeitlich konstante Größen, also zum Beispiel für Gleichströme, aber auch für die Effektivwerte von Wechselgrößen.

Kleine Indizes kennzeichnen stets eine periodisch veränderliche Größe, zum Beispiel I_e den Effektivwert und i_e den Momentanwert des Emitterwechselstromes.

Große Indizes kennzeichnen im allgemeinen Gleichstromgrößen, in Spezialfällen auch Impulsgrößen.

Innere Widerstände eines Transistors werden mit kleinen Buchstaben geschrieben, so vor allem die Widerstände in den Ersatzschaltbildern. Eine Ausnahme hiervon bilden die betrieblichen Ein- und Ausgangswiderstände, weil sie nicht nur vom Transistor, sondern auch von seinen äußeren Abschlußverhältnissen abhängen. Sie werden mit R_1 oder R_{ein} beziehungsweise R_2 oder R_{aus} bezeichnet. Alle äußeren Schaltwiderstände, so zum Beispiel der Generatorwiderstand R_G am Eingang oder der Lastwiderstand R_L am Ausgang oder der Emitterwiderstand R_E in der Zuleitung zum Emitter, werden durch große Buchstaben angegeben.

b) Ausgangskennlinien eines Transistors für Strom- und Spannungseinspeisung

Bei einer Elektronenröhre können die Verstärkungseigenschaften entweder grafisch aus den Kennlinienfeldern, speziell dem I_a/U_a-Kennlinienfeld mit U_g als Parameter, ermittelt werden, oder rein rechnerisch mit Hilfe der Röhrenkenndaten S, D und R_i. Das gleiche gilt für den Transistor. Auch bei ihm ist es möglich, zur Berechnung seiner Eigenschaften und zur Dimensionierung seiner Schaltung entweder seine Kennlinien oder seine Kennwerte heranzuziehen. Es zeigt sich, daß man bei großen Aussteuerungen am besten Kennlinienfelder, dagegen bei der Untersuchung kleiner Signale, bei denen keine oder nur ganz geringe Verzerrungen zu erwarten sind, vorteilhaft das rechnerische Verfahren mit Hilfe der Kennwerte benutzt.

Der endliche Eingangswiderstand bedingt, daß es beim Transistor zwei Grenzfälle der Steuerung gibt. Ist die Speisequelle niederohmig gegenüber dem Eingangswiderstand, so wird dem Eingang eine vom Transistor unabhängige Steuer„span-

nung" eingeprägt. Dies bedeutet, daß wenn die Generatorspannung sinusförmig ist, auch die Steuerspannung an der Emitter/Basis-Strecke sinusförmig ist; hat die Generatorspannung eine Rechteckform, so wird dem Transistor eine Rechteckspannung eingeprägt oder aufgedrückt. Der eingangsseitig aufgenommene Steuerstrom ist dann entsprechend der Gleichrichtercharakteristik der Eingangskennlinie mehr oder weniger verzerrt. Ist umgekehrt die Speisequelle hochohmig, ihr Innenwiderstand also wesentlich größer als der Eingangswiderstand der Transistorschaltung, so zwingt sie dem Transistor einen von seinem Eingangswiderstand unabhängigen Steuer„strom" auf. „Strom"einspeisung bedeutet, daß ein Sinustongenerator an den Transistor einen sauberen sinusförmigen Strom als Steuerstrom abgibt. Die Eingangsspannung ist in diesem Fall je nach der Lage des Arbeitspunktes auf der Eingangskennlinie und dem Grad der Aussteuerung verzerrt.

Entsprechend diesen beiden Grenzfällen der Aussteuerung gibt es beim Transistor – im Gegensatz zur Röhre – zwei Ausgangskennlinienfelder. Das eine benutzt zur Darstellung des Zusammenhangs zwischen Ausgangsstrom und -spannung als Parameter die Eingangsspannung, das andere den Eingangsstrom. Welches der beiden Kennlinienfelder man anwendet, hängt von den Schaltungs- und Betriebsbedingungen ab. Werden beispielsweise in einem zweistufigen Transistorverstärker beide Transistoren in der Emitter- oder Basisschaltung betrieben, so hat der erste einen hochohmigen Ausgangswiderstand und der zweite einen niederohmigen Eingangswiderstand. Der zweite Transistor wird damit aus einem seinem Eingangswiderstand gegenüber sehr hochohmigen Generator gespeist. Hier benutzt man zweckmäßigerweise ein Kennlinienfeld mit Stromwerten, entweder I_B oder I_E, als Parameter. In anderen Anwendungsfällen, so vor allem beim Transistorschalter, bei dem die Signalquelle niederohmig ist und dem Transistor wie bei den Elektronenröhren ihre Spannung aufzwingt, ist ein Kennlinienfeld mit der Steuerspannung U_{BE} oder U_{EB} als Parameter am Platze.

Bild 236 zeigt oben die beiden Kennlinienfelder für die Basisschaltung eines pnp-Transistors und unten die für die Emitterschaltung. Links ist als Parameter jeweils der Steuerstrom und rechts die Steuerspannung gewählt. Diese Kennlinienfelder heißen Ausgangskennlinienfelder, da in ihnen die Ausgangsgrößen Kollektorstrom und Kollektorspannung dargestellt werden.

Die Kennlinienfelder lassen folgendes gut erkennen:

1) Alle Kennlinien ähneln in ihrem Verlauf stark den Kennlinien einer Pentode, obgleich der Transistor nur drei Elektroden hat.

2) In der Basisschaltung verlaufen die Kennlinien, wenn als Parameter der Strom I_E verwendet wird (*Bild 236a*), flacher als in der Emitterschaltung (*Bild 236c*). Dies bestätigt, daß die Basisschaltung einen höheren Ausgangsinnenwiderstand R_a als die Emitterschaltung hat.

3) Der Basisstrom als Differenz zwischen I_E und I_C ist sehr klein. In dem Kennlinienfeld vom *Bild 236* (*c*) für die Emitterschaltung kommt dies direkt in den Skalen- und Parameterwerten zum Ausdruck. $-I_C$ bewegt sich zwischen 0 und 6 mA, $-I_B$ zwischen 0 und 200 µA. In dem Kennlinienfeld vom *Bild 236* (*a*) für

die Basisschaltung mit I_E als Parameter läßt sich dies nur indirekt nachweisen. Zum Beispiel ist bei einem Steuerstrom von $I_E = 3$ mA der Kollektorstrom $-I_C$ ungefähr 2,9 mA. Folglich muß $I_B \approx 100\,\mu$A sein.

4) Um die Stromverstärkung α beziehungsweise β aus den Kennlinienfeldern abzugreifen, muß man definitionsgemäß zu Differenzen übergehen. In das Kennlinienfeld vom *Bild 236* (c) der Emitterschaltung ist als Beispiel bei $-U_{CE} = 15$ V zwischen den Punkten a und b eine Steuerstromänderung von $-\Delta I_E = 100\,\mu$A $-$

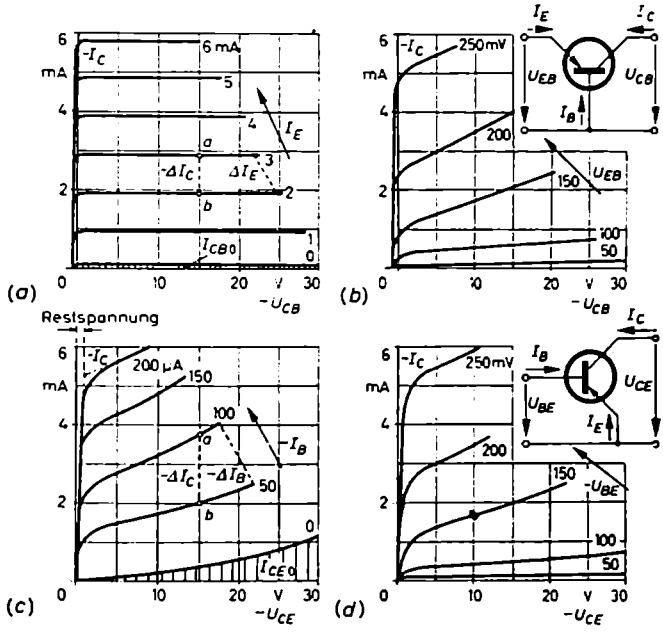


Bild 236. Ausgangskennlinienfelder eines pnp-Transistors. (a und b) gelten für die Basisschaltung, (c und d) für die Emitterschaltung, (a und c) jeweils für eingeprägten Steuerstrom, (b und d) für eingeprägte Steuerspannung

$-$ 50 μA markiert. Ihr ist eine Kollektorstromänderung von $-\Delta I_C = 3{,}75$ mA $-$ $-$ 2 mA = 1,75 mA zugeordnet. Dies bedeutet eine Stromverstärkung von β = 1750 μA/50 μA = 35. Die senkrechte Lage von a und b übereinander besagt, daß $-U_{CE}$ konstant ist und damit wirklich, wie es der Definition von β entspricht, Kurzschluß im Ausgangskreis herrscht. Macht man dasselbe im Kennlinienfeld vom *Bild 236* (*a*) der Basisschaltung, zeichnet man sich dort also ebenfalls eine Senkrechte ein, zum Beispiel bei $-U_{CB} = 15$ V, so erhält man zwischen a und b bei einem ΔI_E von 3 mA $-$ 2 mA = 1 mA eine Kollektorstromänderung von $-\Delta I_C$ $\approx$ 2,9 mA $-$ 1,93 mA = 0,97 mA und damit eine Kurzschlußstromverstärkung von $\alpha \approx 0{,}97$.

5) In der verschiedenen Staffelung der Kennlinien für die I- und U-Parameter kommt der nichtlineare Zusammenhang zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung zum Ausdruck. Es zeigt sich, daß die Kennlinienabstände für gleiche Unterschiede des jeweiligen Steuerstromes (ΔI_E im *Bild 236a* und ΔI_B im *Bild 236c*) weniger stark voneinander abweichen als die Kennlinienabstände für gleiche Unterschiede der Steuerspannung ΔU_{EE} im *Bild 236* (*b* und *d*). Daraus kann geschlossen werden, daß die Aussteuerung mit eingeprägtem Steuerstrom aus hochohmiger Signalquelle einen weniger stark verzerrten Kollektorstrom liefert und daraufhin die an R_L auftretende Wechselspannung weniger stark verzerrt ist (vergleiche hierzu *Beispiel 35*, in dem die Verzerrungen bei Strom- und Spannungseinprägung grafisch ermittelt werden).

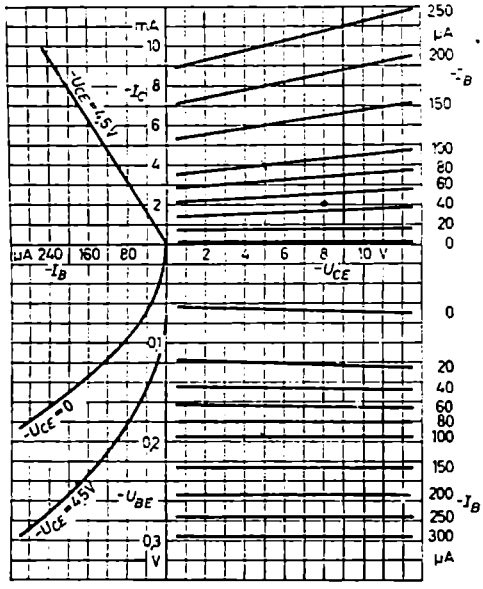


Bild 237. Vierfelderkennlinienfeld eines pnp-Transistors in Emitterschaltung (OC 70, *Valvo*)

Das Vierfelderkennliniendiagramm vom *Bild 237* enthält die vielfältigen Zusammenhänge zwischen den steuernden Eingangs- und gesteuerten Ausgangsgrößen in einer etwas anderen Darstellungsart; es gilt für einen pnp-Transistor in Emitterschaltung. Der I. Quadrant zeigt das normale Ausgangskennlinienfeld. In Abhängigkeit von der Kollektorspannung $-U_{CE}$ ist hier der Kollektorstrom $-I_C$ aufgetragen, und zwar mit dem Basisstrom $-I_B$ als Parameter.

Die Kurve im II. Quadranten, hier zufällig eine Gerade, gestattet in einfacher Weise, die Kurzschlußstromverstärkung β abzugreifen, denn es ist hier für eine feste Kollektorspannung von zum Beispiel 4,5 V der Kollektorstrom $-I_C$ über dem Basisstrom $-I_B$ aufgetragen.

Der III. Quadrant zeigt das Eingangskennlinienfeld, nämlich den Zusammenhang zwischen Steuerspannung $-U_{BE}$ und Steuerstrom $-I_B$. Es dient dazu, den Eingangswiderstand R_1 zu ermitteln. Bildet man den Quotienten aus den Ordinatenwerten, so erhält man den Gleichstromeingangswiderstand $R_{1-} = \dfrac{-U_{BE}}{-I_B}$ für die betreffende Kollektorspannung. Greift man im vorgesehenen Arbeitspunkt an der Kurve oder genauer an ihrer Tangente Differenzworte ab und bildet daraus den Quotienten, so erhält man den differentiellen oder Wechselstromeingangswiderstand $R_{1\sim} = \dfrac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$.

Der IV. Quadrant gibt über die Rückwirkung der Kollektorspannung $-U_{CE}$ auf die Basisspannung $-U_{BE}$ Aufschluß. Als Parameter ist der Basisstrom gewählt. Aus dem flachen, fast waagerechten Verlauf der Kurven darf geschlossen werden, daß die „Spannungsrückwirkung" in der Emitterschaltung gering ist.

Wie später im Abschnitt I.5.d) beschrieben wird, lassen sich aus dem Vierfelderkennliniendiagramm in einfacher Weise die sogenannten h-Parameter des Transistorvierpols abgreifen. Die h-Werte sind Kenndaten, die in gewisser Weise den Kenngrößen S, D und R_i der Röhre entsprechen.

Die Kennlinien in den *Bildern 236* und *237* sind für eine Kollektorspannung von maximal 30 V beziehungsweise 10 V gezeichnet. Transistoren werden aber auch mit wesentlich kleineren Spannungen betrieben. So arbeiten zum Beispiel die Schwerhörigengeräte, bei denen es auf die Kleinheit der Abmessungen und des Gewichtes und damit auch auf eine möglichst kleine Batterie ankommt, durchweg mit Kollektorspannungen von nur etwa 1,2 V. Für diese Fälle werden häufig gesonderte Kennlinienfelder mit niedrigen U_{CE}-Spannungen verwendet, die den Stromverlauf in der Umgebung von $-U_{CE} = 0$ gut erkennen lassen. *Bild 238* gibt solch ein Kennlinienfeld für die Emitterschaltung wieder.

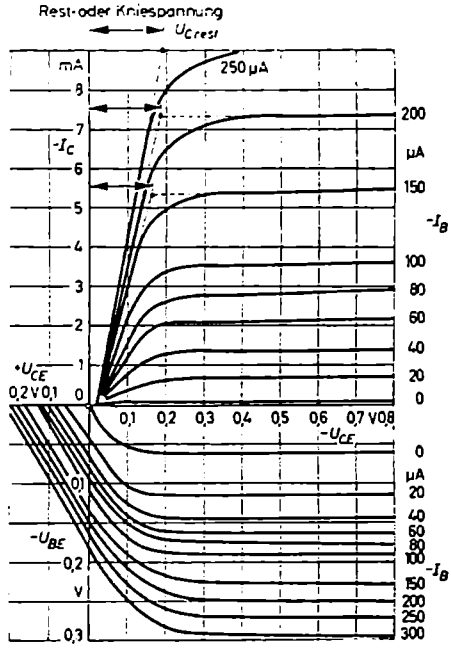


Bild 238. Kennlinienfeld des pnp-Transistors vom *Bild 237* für kleine Kollektorspannungen

Sobald die Kollektorspannung so klein geworden ist ($-< \approx 250$ mV), daß sie in die Größenordnung der im *Bild 204* wiedergegebenen, durch Diffusion und Raumladung bedingten Potentialschwelle kommt, sperrt die Kollektor/Basis-Grenzschicht nicht mehr; sie wirkt jetzt ebenfalls als Emitter. Es fließt dann auch von der Seite des Kollektors aus ein (Löcher-)Strom in die Basiszone. Er fließt dem Löcherstrom aus der eigentlichen Emitterzone entgegen und schwächt ihn. Dadurch nimmt I_C schnell auf Null ab, wenn die äußere Kollektorspannung unter den Wert der Potentialschwelle erniedrigt wird. Man bezeichnet die Spannung, bis zu der die Kollektorspannung gegen Null zu abnehmen kann, ohne daß der Kollektorstrom sich wesentlich ändert, als die „Kollektorrestspannung" oder auch die „Kniespannung". Ihr jeweiliger Wert hängt, wie *Bild 238* erkennen läßt, etwas von der Höhe des Kollektorstromes ab. Die Kniespannung stellt eine für den Impuls- und Schalterbetrieb

des Transistors wichtige Kenngröße dar, charakterisiert sie doch den Kleinstwert der Spannung, der im geschlossenen Schalterzustand des Transistors an ihm bestehenbleibt.

Wie aus den einzelnen Kennlinienfeldern zu ersehen ist, geht der Kollektorstrom für fehlenden Steuerstrom, also für $I_E = 0$ in der Basisschaltung oder $I_B = 0$ in der Emitterschaltung, nicht vollständig auf Null zurück. Trotz Öffnung des Eingangskreises, um den Steuerstrom auf Null zu bringen, fließt ein geringer Kollektorstrom weiter. Man nennt ihn den Kollektorreststrom I_{C0}. In der Basisschaltung fließt er über die Kollektor- und Basisschicht, weil der Emitteranschluß offen ist. Hier handelt es sich ganz eindeutig um den Sperrstrom der Kollektor/Basis-Diode. Dieser Reststrom wird speziell als Kollektor/Basis-Reststrom I_{CB0} bezeichnet (*Bild 236a*). In der Emitterschaltung kann er nicht über die Basis abfließen, da sie wegen $I_B = 0$ gewissermaßen geöffnet ist. Hier handelt es sich um den Kollektor/Emitter-Reststrom I_{CE0}, der unter dem Einfluß der zwischen Emitter und Kollektor herrschenden Spannung U_{CE} zustande kommt (*Bild 236c*). Es stellt sich in diesem Fall zwischen den Klemmen B und E von selbst eine bestimmte kleine Basis/Emitter-Spannung von $-U_{BE} = 60 \cdots 80$ mV ein, eben die Spannung, für die der Basisstrom den Wert Null annimmt. Neben diesen beiden Kollektorreststrōmen gibt es einen dritten, nämlich den Kurzschlußreststrom I_{CK}. Er tritt bei Kurzschluß auf der Eingangsseite auf, das heißt bei $-U_{BE} = 0$. Der Betrag von I_{CK} ist etwas größer als der von I_{CB0}, aber kleiner als der von I_{CE0}.

Mit den Ausgangskennlinienfeldern eines Transistors wird in der gleichen Weise wie mit den Röhrenkennlinien operiert. Sie gestatten, aus der Batteriespannung und der Steuergröße (I_E oder U_{BE}) nach dem Einzeichnen der Widerstandsgeraden für den Lastwiderstand R_L den Arbeitspunkt zu ermitteln. Mit Hilfe der Widerstandsgeraden lassen sich entsprechend der Weite der Aussteuerung (ΔI_B oder ΔU_{BE}) der Kollektorwechselstrom und die Kollektorwechselspannung und damit die Ausgangsleistung ermitteln. Überträgt man die im Abschnitt A.IV.3. angestellten Überlegungen hinsichtlich der Anodenstromverzerrungen auf den Kollektorstrom, so stellt man fest, daß man im Transistorkennlinienfeld den Klirrfaktor des Ausgangsstromes genau so aus den unterschiedlichen Kennlinienabschnitten auf der Widerstandsgeraden ermitteln kann wie im Röhrenkennlinienfeld. Von der Möglichkeit, aus den Kennlinienfeldern die für die Transistorberechnung charakteristischen Kenndaten abzugreifen, wird im Abschnitt 5.d) Gebrauch gemacht.

Beispiel 35

Gegeben sei das Kennlinienfeld für die Emitterschaltung des pnp-Transistors AC 106, eines NF-Endstufentransistors (*Bild 239*). Es enthält zwei ineinandergezeichnete Kennlinienscharen, die eine mit $-I_B$ als Parameter, die andere mit $-U_{BE}$ als Parameter. Neben dem Hauptkennlinienfeld für die Ausgangsgrößen (*Bild 239b*) ist das Eingangskennlinienfeld für den Zusammenhang zwischen Steuerstrom und Steuerspannung zu sehen (*Bild 239a*). Nach der Schaltung im *Bild 240* arbeitet der Transistor mit einer Kollektorspannung von $U_C = 6$ V. Auf der Eingangsseite kann entweder mit eingeprägtem Strom aus einem sehr hochohmigen oder mit eingeprägter Spannung aus einem ideal niedor-

ohmigen Sinustongeber gesteuert werden. Es werde verlangt, daß sich der Arbeitspunkt auf der Grenzleistungskurve $P_{C+E} = 400\,\text{mW}$ bei $-U_{CE}$ gleich etwa dem halben Wert der Batteriespannung U_C einstellt. Dies ist möglich, wenn man den Basisstrom zu $-I_B = 2\,\text{mA}$ wählt. Dann ist $-U_{CE} = 3{,}1\,\text{V}$. Hieraus folgt für den erforderlichen Belastungswiderstand ein Wert von

$$R_L = \frac{-U_C - (-U_{CE})}{-I_C} = \frac{6\,\text{V} - 3{,}1\,\text{V}}{129\,\text{mA}} \approx 22{,}5\,\Omega$$

Zum Basisgrundstrom von 2 mA gehört nach dem Eingangskennlinienfeld eine Basisspannung von $-U_{BE} = 340\,\text{mV}$.

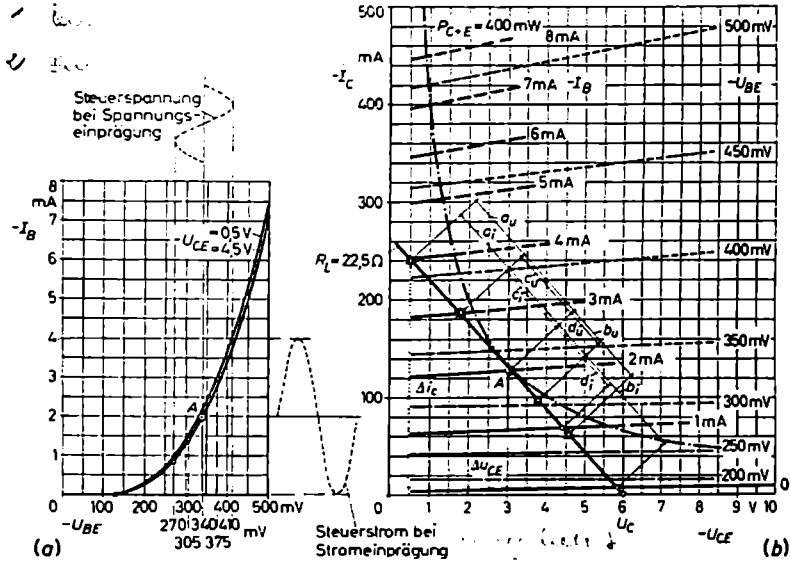


Bild 239. Zum *Beispiel 35*: Kennlinienfelder des pnp-Flächentransistors AC 106 (*Telefunken*) in Emitterschaltung. (a) Eingangskennlinienfeld $-I_e = f(-U_{BE})$; (b) Ausgangskennlinienfeld $-I_c = f(-U_{CE})$ mit $-I_B$ beziehungsweise $-U_{BE}$ als Parameter

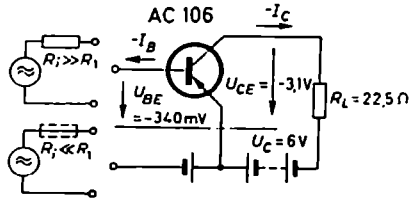


Bild 240. Schaltung zum *Beispiel 35*. Im Fall innerer Hochohmigkeit ($R_i \gg R_1$) prägt der Generator dem Transistor seinen Strom, im Fall innerer Niederohmigkeit ($R_i \ll R_1$) prägt er ihm seine Spannung ein

Von den beiden Möglichkeiten der Strom- und Spannungseinspeisung soll als erste die Stromeinspeisung untersucht werden. Für sie gelten die Kennlinien mit der Bezifferung nach I_B Werten. Um möglichst viel Wechselstromleistung aus der Transistorstufe herauszuholen, wird die Amplitude i_b des Steuerwechselstroms gleich dem Vorstrom von 2 mA gewählt. Dies bedeutet, daß man das Kennlinienfeld auf der Widerstandsgeraden zwischen den Kennlinien für $-I_B = 4$ mA und $-I_B = 0$ aussteuert. Von den beiden hauptsächlich interessierenden Großen, der Ausgangsleistung und dem Klirrfaktor, soll als erstes der Klirrfaktor berechnet werden. Entsprechend Gl. (51) und den eingetragenen Abschnitten a_i bis d_i kann man für die einzelnen Klirrfaktorkomponenten des Kollektorwechselstromes abgreifen

$$k_2' = \frac{3}{4}\,\frac{a-b}{a+b+c+d} = \frac{3}{4}\,\frac{19-20{,}5}{39{,}5+19{,}0} = 1{,}9\,\%$$

$$k_3' = \frac{0{,}5(a+b)-(c+d)}{a+b+c+d} = \frac{0{,}5\cdot 39{,}5-19{,}9}{59{,}4} = 0{,}25\,\%$$

Man sieht, bei Stromaussteuerung ergibt sich unter den hier vorliegenden Betriebsbedingungen ein sehr kleiner Klirrfaktor von nur etwa 2%. Er bezieht sich, da der Lastwiderstand rein reell ist, sowohl auf den Ausgangsstrom als auch auf die Ausgangsspannung. Bei diesen geringen Verzerrungen darf man die Ausgangsleistung ohne weiteres aus dem Leistungsdreieck des Kennlinienfeldes abgreifen. Nach Gl. (35) ist

$$P_{\sim t} = \frac{1}{8}\,\Delta u_{CE}\,\Delta i_C = \frac{1}{8}\,(5{,}85\,\mathrm{V} - 0{,}5\,\mathrm{V})\,(240\,\mathrm{mA} - 8\,\mathrm{mA}) = 155\,\mathrm{mW}$$

So wenig im Fall der Stromaussteuerung Eingangsstrom und Ausgangsleistung verzerrt sind, so stark ist die sich einstellende Eingangsspannung U_{be} verzerrt. Nach dem Eingangskennlinienfeld gehören zu dem Vorstrom von $-I_B = 2$ mA eine Vorspannung von $-U_{BE} = 340$ mV und zu den Amplitudenwerten des Steuerwechselstroms von $i_b = 2$ mA stark unterschiedliche Scheitelwerte der Steuerwechselspannung von $u_{be} = (410 - 340)$ mV $= 70$ mV beziehungsweise $(340 - 130)$ mV $= 210$ mV. Da aber der Transistor seiner Arbeitsweise nach nicht die Eingangsspannung, sondern den Eingangsstrom verstärkt und erst der verstärkte Strom am Belastungswiderstand R_L die verstärkte Spannung aufbaut, stören die Verzerrungen in der Eingangsspannung nicht.

Arbeitet die Transistorstufe in dem gleichen Arbeitspunkt mit eingeprägter Steuerspannung, stellen sich sehr ungünstige Verhältnisse ein. Der vorgeschriebene Arbeitspunkt und die Widerstandsgerade bedingen, daß die Vorspannung $-U_{BE} = 340$ mV die gleiche bleibt. Soll das Kennlinienfeld, um Abkappungen und damit starke Verzerrungen im Kollektorstrom zu vermeiden, wie vorher nur bis in den oberen Kennlinienknick bei $-I_C = 240$ mA ausgesteuert werden, so darf der Scheitelwert $\hat{u}_{be}$ der Steuerspannung nur $(410 - 340)$ mV $= 70$ mV betragen. Dann wird aber das Kennlinienfeld nach unten hin, da die Steuerspannung sinusförmig ist, nur bis zur Kennlinie für $-U_{BE}$ $(340 - 70)$ mV $= 270$ mV, das heißt bis $-I_C \approx 61$ mA und $-U_{CE} \approx 4{,}6$ V, ausgesteuert. Dies bedeutet einmal einen erheblichen Rückgang der Ausgangsleistung und zum anderen, da die positiven und negativen Scheitelwerte $+\hat{i}_c$ und $-\hat{i}_c$ des Kollektorstroms stark unterschiedlich sind, eine wesentliche Verschlechterung des Klirrfaktors. Als Kennlinienleistung läßt sich unter Vernachlässigung der Verzerrungen abgreifen

$$P_{\sim u} = \frac{1}{8}\,\Delta u_{CE}\,\Delta i_C = \frac{1}{8}\,(4{,}6\,\mathrm{V} - 0{,}5\,\mathrm{V})\,(240\,\mathrm{mA} - 61\,\mathrm{mA}) = 92\,\mathrm{mW}$$

statt 155 mW bei Stromaussteuerung. Als Klirrfaktor greift man entsprechend Gl. (51) und den in das Kennlinienfeld eingetragenen Abschnitten a_u bis d_u ab

$$k_2' = \frac{3}{4}\,\frac{a-b}{a+b+c+d} = \frac{3}{4}\,\frac{19-11{,}1}{30{,}1+15} = 13{,}1\,\%$$

$$k_3' = \frac{0{,}5\,(a+b)-(c+d)}{a+b+c+d} = \frac{0{,}5\cdot 30{,}1-15}{45{,}1} \approx 0{,}1\,\%$$

$$k_1' = \frac{0{,}25\,(a-b)+(d-c)}{a+b+c+d} = \frac{0{,}25\cdot 7{,}9+(5{,}3-9{,}8)}{45{,}1} = 5{,}5\,\%$$

Der entsprechende Ausgangsstrom zeigt hiernach starke quadratische Verzerrungen von insgesamt etwa 15%.

Aufgabe 45

Im *Bild 241* (*a*) sind die Kennlinienfelder eines npn-Transistors in Basis- und im *Bild 241*(*b*) in Emitterschaltung skizziert. Mit welchen Vorzeichen und Indizes müssen die Formelzeichen an den Koordinatenachsen und Parameterkurven versehen werden?

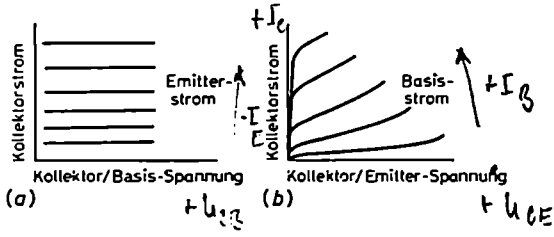


Bild 241 (a und b)
Zur *Aufgabe 45*

Aufgabe 46

Gegeben sei das Kennlinienfeld eines OC 70 in Emitterschaltung (*Bild 237*). Der Arbeitspunkt liegt bei $-I_C = 2$ mA, $-U_{CE} = 8$ V. Gesucht sind für diesen Arbeitspunkt I_B, I_E, U_{BE}, U_{CB}.
(Antwort: $-I_B \approx 45\,\mu$A, $I_E = 2{,}045$ mA, $-U_{BE} = 150$ mV, $U_{CB} = \varphi_C - \varphi_B = U_{CE} - U_{BE} = -8$ V $+ 0{,}15$ V $= -7{,}85$ V)

Aufgabe 47

Gegeben sei das Kennlinienfeld eines pnp-Transistors nach *Bild 236*(*c* und *d*). Gewünscht wird der Arbeitspunkt: $-U_{CE} = 10$ V, $-U_{BE} = 150$ mV. Gesucht sind I_C, I_B und I_E.
(Antwort: $-I_C = 1{,}7$ mA, $-I_B \approx 50\,\mu$A, $I_E = 1{,}75$ mA)

Aufgabe 48

Gegeben sei die Schaltung eines pnp-Transistors in Basisschaltung (*Bild 242*). In der Basiszuleitung liegt der Widerstand R. Trage den Spannungspfeil für die Spannung U_{BD} über R ein und gib den Zahlenwert und das passende Vorzeichen dieser Spannung an,

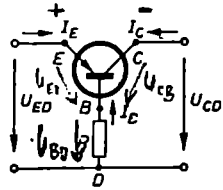


Bild 242
Zur *Aufgabe 48*

wenn $R = 1{,}5\,\mathrm{k\Omega}$ und $-I_B = 160\,\mu\mathrm{A}$ ist. Wie groß ist U_{CD}, wenn $-U_{CB} = 7\,\mathrm{V}$ ist? Wie groß ist U_{ED}, wenn $U_{BE} = -0{,}2\,\mathrm{V}$ ist?
(Antwort: $U_{BD} = -I_B R = +0{,}24\,\mathrm{V}$, $U_{CD} = U_{CE} + U_{BD} = -7\,\mathrm{V} + 0{,}24\,\mathrm{V} = -6{,}76\,\mathrm{V}$
$U_{ED} = U_{EB} + U_{BD} = 0{,}2\,\mathrm{V} + 0{,}24\,\mathrm{V} = 0{,}44\,\mathrm{V}$)

Aufgabe 49

Aus dem Kennlinienfeld eines npn-Transistors in Emitterschaltung wurde abgegriffen: $I_C = +10\,\mathrm{mA}$, $U_{CE} = +8\,\mathrm{V}$ bei $I_B = +0{,}3\,\mathrm{mA}$. Was besagen die Vorzeichen in bezug auf die wirklichen Stromrichtungen in den Transistoranschlußleitungen? Welches Vorzeichen muß der Zahlenwert der Spannung U_{EB} erhalten?
(Antwort: ein Minuszeichen)

Aufgabe 50

An dem Kennlinienfeld eines npn-Transistors in Basisschaltung wurde abgegriffen: $+I_C = 9{,}8\,\mathrm{mA}$, $+U_{CE} = 20\,\mathrm{V}$ bei $I_E = -10\,\mathrm{mA}$. Welche Vorzeichenangabe ist falsch?

Aufgabe 51

Darf man vorzeichenmäßig für einen pnp-Transistor in Emitterschaltung als Arbeitspunkt angeben: $U_{EC} = +20\,\mathrm{V}$, $I_C = -2{,}4\,\mathrm{mA}$ und $U_{EB} = 150\,\mathrm{mV}$?

Aufgabe 52

Gegeben sei die Eingangskennlinie eines pnp-Transistors in Emitterschaltung. Im *Bild 243(a)* soll der Verlauf der Eingangsspannung u_{be} bei hochohmiger Speisung des Transistors mit einem Wechselstrom von 0,75 mA Scheitelwert und im *Bild 243(b)* der

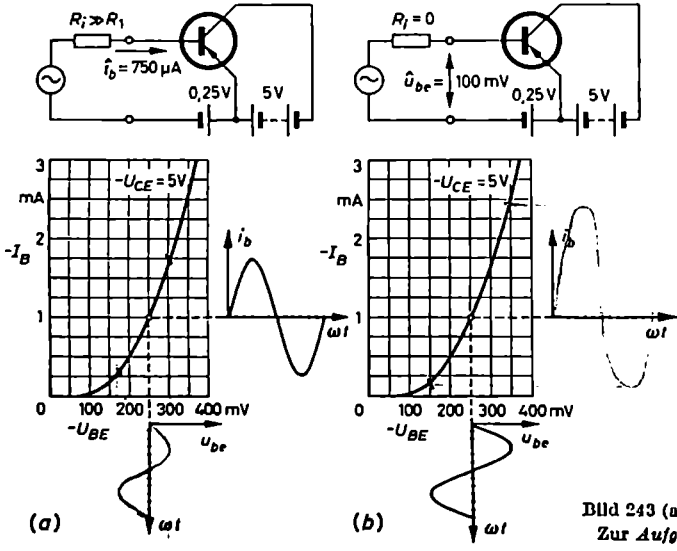


Bild 243 (a und b).
Zur *Aufgabe 52*

Verlauf des Eingangsstromes i_b bei niederohmiger Speisung mit einer Steuerspannung von 100 mV Scheitelwert konstruiert werden. Wie sieht im Prinzip in beiden Fällen der Ausgangswechselstrom i_c aus, wenn man annimmt, daß der Stromverstärkungsfaktor des Transistors unabhängig vom Arbeitspunkt konstant ist und daher von dieser Seite aus keine weiteren Verzerrungen zu erwarten sind? Welcher Schluß kann aus dem Verlauf von i_c auf den Verlauf und die Verzerrungen der Ausgangswechselspannung bei hochohmiger und niederohmiger Einspeisung gezogen werden? Welche Art Einspeisung ist demnach im Hinblick auf eine möglichst verzerrungsfreie Ausgangsspannung am günstigsten?

Aufgabe 53

Im *Bild 244* (*a* und *b*) sind die beiden Ausgangskennlinienfelder eines NF-Endstufentransistors gegeben. Sie entsprechen etwa denen des Telefunken-Transistors AC 105. *Bild 245* zeigt dazu die Eingangskennlinie $-I_B = f(-U_{BE})$ dieses Transistors für eine Kollektorspannung von $-U_{CE} = 3$ V. Der Transistor möge einmal in der Schaltung nach *Bild 244*(*c*) und ein andermal in der Schaltung nach *Bild 244*(*d*) betrieben werden.

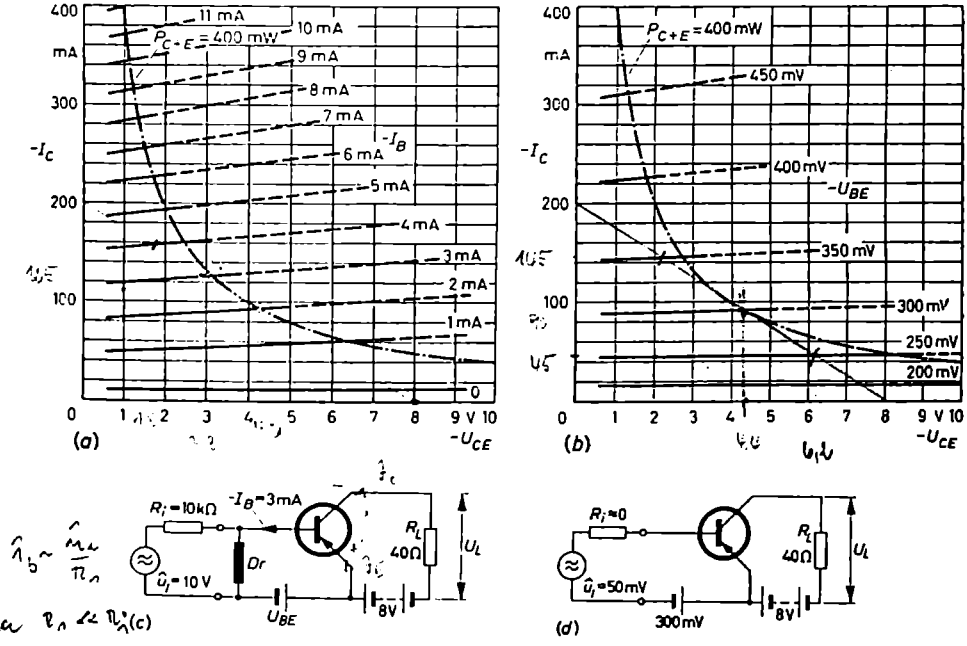


Bild 244 (a bis d). Zur *Aufgabe 53*: Ausgangskennlinienfelder mit Schaltungen

Gesucht sind

a) die Arbeitspunkte *A* mit ihren Daten in den beiden Schaltungen

b) die Ausgangswechselspannungen U_L an den Lastwiderständen

c) die Eingangskennlinien $-I_B = f(-U_{BE})$ für $-U_{CE} = 1$ V und 4 V; sie sind in das Diagramm vom *Bild 245* einzuzeichnen.

23*

d) Wie groß ist in der Schaltung nach *Bild 244(c)* die Spannung $-U_{BE}$ zu wählen, damit sich der Basisruhestrom auf $-I_B = 3$ mA einstellt? Es soll dabei angenommen werden, daß der Gleichstromwiderstand der Drossel *Dr* Null ist.
e) Wie groß sind die Eingangsgleichstromwiderstände $R_{1\_}$ und die Eingangswechselstromwiderstände $R_{1\sim}$ in den Arbeitspunkten der beiden Schaltungen?
f) Welche Spannungsverstärkung zeigen die beiden Schaltungen?

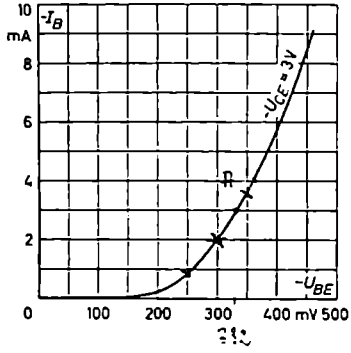


Bild 245. Eingangskennlinienfeld des Transistors vom *Bild 244*

(Antwort: In der Schaltung nach *Bild 244(c)* findet praktisch reine Stromeinspeisung statt; folglich gehört hierzu das Kennlinienfeld vom *Bild 244(a)*. In der Schaltung nach *Bild 244(d)* findet reine Spannungseinspeisung statt; folglich gehört hierzu das Kennlinienfeld vom *Bild 244 (b)*. Schaltung nach *Bild 244 (c)*: A: $-U_{CE} \approx 3$ V, $-I_C \approx 125$ mA; aus $\hat{u}_1 = 10$ V und $R_1 = 10$ kΩ folgt $i_b \approx 1$ mA. Damit wird $\hat{u}_L \approx 1{,}3$ V; $-U_{BE} \approx 332$ mV; $R_{1\_} \approx 110\,\Omega$, $R_{1\sim} \approx 28\,\Omega$. Da zu $i_b = 1$ mA eine Steuerwechselspannung von $\hat{u}_{be} \approx 30$ mV gehört (warum?), ergibt sich für die Verstärkung ein Wert von $v = 1{,}3$ V/30 mV $= 43$. Schaltung nach *Bild 244(d)*: A: $-U_{CE} \approx 4{,}3$ V, $-I_C \approx$ ≈ 92 mA; $\hat{u}_L \approx 2$ V, $v \approx 40$, $R_{1\_} \approx 150\,\Omega$, $R_{1\sim} \approx 35\,\Omega$)

5. Kenndaten und Vierpolgleichungen des Transistors

Sofern der Transistor nur in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt ausgesteuert wird, verhält er sich annähernd linear. Seine schaltungsmäßigen Eigenschaften lassen sich dann mit Hilfe einiger weniger Kennwerte rein rechnerisch erfassen. Während bei der Elektronenröhre zwei Kenngrößen, zum Beispiel die Steilheit S und der Innenwiderstand R_i, oder die Leerlaufverstärkung $\mu = 1/D$ und der Innenwiderstand R_i, ausreichen, sind beim Transistor wegen des endlichen Eingangswiderstandes und der Kopplung zwischen Eingang und Ausgang vier Kenngrößen erforderlich.

a) Wahl der Kenngrößen

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Ein- und Ausgangswerte von Strom und Spannung einer Transistorstufe miteinander zu verknüpfen. Zweckmäßig faßt man den Transistor als einen aktiven Vierpol auf und versucht, für ihn möglichst über-

sichtliche Vierpolgleichungen mit leichtbestimmbaren Kenngrößen aufzustellen. Im Abschnitt „Vierpoltheorie" (I. Band) wurden die Vierpolgleichungen in der Form

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{A}_1 \mathfrak{U}_2 + \mathfrak{B} \mathfrak{I}_2 \\ \mathfrak{I}_1 &= \mathfrak{A}_2 \mathfrak{I}_2 + \mathfrak{C} \mathfrak{U}_2 \end{aligned}\right\} \tag{199}$$

geschrieben. $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{I}_1$ stellten hierin die Eingangsspannung und den Eingangsstrom, $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{I}_2$ die entsprechenden Größen auf der Ausgangsseite dar. $\mathfrak{A}_1$, $\mathfrak{A}_2$, $\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{C}$ waren die sogenannten Kettenparameter des Vierpols. Sie hatten eine ganz bestimmte Bedeutung. So stellte zum Beispiel $\mathfrak{A}_1$ die Leerlaufspannungsübersetzung des Vierpols dar, denn bei Leerlauf auf der Ausgangsseite ist $\mathfrak{I}_2$ Null und damit $\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{A}_1 \mathfrak{U}_2 + \mathfrak{B} \cdot 0$. Hieraus folgt $\mathfrak{A}_1 = \mathfrak{U}_1/\mathfrak{U}_2|_{I_2=0}$. Je nach der Wahl der Ersatzschaltung oder der wirklichen Schaltung konnten dann im Abschnitt „Vierpoltheorie" die Vierpolkonstanten mit den Aufbauwiderständen $\mathfrak{Z}_1$, $\mathfrak{Z}_2$ und $\mathfrak{Z}_3$ des betreffenden Vierpols verknüpft werden. Des weiteren wurde in der allgemeinen Vierpoltheorie gezeigt, wie man durch einfache, äußere Widerstandsmessungen die Vierpolkonstanten eines seiner wirklichen Schaltung nach unbekannten Vierpols und daraus die Widerstandswerte seiner π- oder T-Ersatzschaltung ermitteln kann. Dasselbe Gleichungssystem kann an sich auch dem Transistor zugrunde gelegt werden. Ebensogut kann man aber auch von folgendem Gleichungssystem ausgehen:

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{Z}_{11} \mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{12} \mathfrak{I}_2 \\ \mathfrak{U}_2 &= \mathfrak{Z}_{21} \mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{22} \mathfrak{I}_2 \end{aligned}\right\} \tag{200}$$

Während in Gl. (199) links die Eingangsgrößen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{I}_1$ auftreten, stehen in Gl. (200) links die Ein- und Ausgangsspannungen und rechts die Ein- und Ausgangsströme.

Das System der Gl. (200) arbeitet, weil alle $\mathfrak{Z}$-Faktoren dimensionsmäßig Widerstände sind, mit sogenannten Widerstandsparametern. $\mathfrak{Z}_{11}$ hat beispielsweise die Bedeutung des Eingangswiderstandes des Vierpols bei Leerlauf auf der Ausgangsseite, denn für $\mathfrak{I}_2 = 0$ ergibt sich $\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{Z}_{11} \mathfrak{I}_1$. Also ist $\mathfrak{Z}_{11} = \mathfrak{U}_1/\mathfrak{I}_1|_{I_2=0}$. Ähnliches gilt für die übrigen Widerstandsparameter in Gl. (200).

Beiden Systemen, sowohl dem mit den Kettenparametern als auch dem mit den Widerstandsparametern, haftet bei ihrer Anwendung auf Transistoren der große Nachteil an, daß einige der Vierpolkonstanten, nämlich $\mathfrak{A}_1$ und $\mathfrak{C}$ in Gl. (199) beziehungsweise $\mathfrak{Z}_{11}$ und $\mathfrak{Z}_{21}$ in Gl. (200), experimentell, also meßtechnisch, sehr schlecht bestimmbar und damit in den Datenblättern nicht genau angebbar sind. Die Messung dieser kritischen Kenngrößen setzt nämlich voraus, daß auf der Ausgangsseite des Transistors Leerlauf herrscht, denn dafür sind sie definiert. Die Herstellung des Leerlaufzustandes am Ausgang eines Transistors bereitet aber sehr große Schwierigkeiten. Der Gleichstromversorgung und des hohen ausgangsseitigen Innenwiderstandes wegen gibt es beim Transistor praktisch weder einen absoluten noch einen auch nur angenäherten Leerlaufzustand. Der Abschlußwiderstand R_L des Transistors müßte gleichstrommäßig klein, dagegen wechselstrommäßig wenig-

stens 10···20mal größer als sein Innenwiderstand, also bei einem R_i oder hier R_2 von etwa 1 MΩ wenigstens 10···20 MΩ groß sein; eine solche Meßschaltung läßt sich praktisch nicht aufbauen.

Die Nichtbestimmbarkeit der Kenngrößen $\mathfrak{A}_1$, $\mathfrak{C}$ und $\mathfrak{Z}_{11}$, $\mathfrak{Z}_{21}$ ist der Grund, weshalb die Gleichungssysteme Gl. (199) und (200) bei Transistoren nicht angewendet werden. Die Vierpolgleichungen von NF-Transistoren werden heutzutage meistens in der Form

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{h}_{11}\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{h}_{12}\mathfrak{U}_2 \\ \mathfrak{I}_2 &= \mathfrak{h}_{21}\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{h}_{22}\mathfrak{U}_2 \end{aligned}\right\}$$

angesetzt. Beschränkt man sich auf solche Frequenzbereiche, in denen die Transistorkapazitäten und -laufzeiten noch keine Rolle spielen und damit die Vierpolkonstanten mit Sicherheit reelle Größen sind – das ist in der normalen NF-Technik durchaus der Fall –, kann man auf die reelle Schreibweise übergehen und ansetzen

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{11}\,i_1 + h_{12}\,u_2 \\ i_2 &= h_{21}\,i_1 + h_{22}\,u_2 \end{aligned}\right\} \tag{201}$$

Die h-Koeffizienten bilden eine sogenannte h-Matrix; sie haben eine gemischte Bedeutung und Dimension und sind, wie man mit einem Fremdwort sagt, „hybrid". Daher auch ihr Zeichen „h". Ihre Bedeutung ergibt sich aus folgender Überlegung: Für „Kurzschluß auf der Ausgangsseite" ($u_2 = 0$) oder angenähert unter der Voraussetzung, daß der Belastungswiderstand R_L sehr klein gegenüber dem Ausgangsinnenwiderstand R_2 des Transistors ist, wird

$$u_1 = h_{11}\,i_1 \quad \text{(Kurzschluß auf der}$$

und $$i_2 = h_{21}\,i_1 \quad \text{Ausgangsseite mit } u_2 = 0)$$

Bei „Leerlauf auf der Eingangsseite" ($i_1 = 0$), das heißt bei Speisung des Transistors von der Kollektorseite aus durch u_2 und i_2, und bei Beobachtung der auf der leerlaufenden Eingangsseite durch „Rückwirkung" sich bemerkbar machenden Spannung wird

$$u_1 = h_{12}\,u_2 \quad \text{(Leerlauf am Eingang}$$

und $$i_2 = h_{22}\,u_2 \quad \text{mit } i_1 = 0)$$

Hieraus folgt

$$\left.\begin{aligned} h_{11} &= u_1/i_1\,|_{u_2=0} \\ h_{21} &= i_2/i_1\,|_{u_2=0} \\ h_{12} &= u_1/u_2\,|_{i_1=0} \\ h_{22} &= i_2/u_2\,|_{i_1=0} \end{aligned}\right\} \tag{202}$$

Hiernach hat der h_{11}-Parameter die Dimension eines Widerstandes; er stellt den Eingangswiderstand bei Kurzschluß auf der Ausgangsseite dar.

h_{21} ist eine dimensionslose Größe; sie stellt die Kurzschlußstromverstärkung dar. Im Fall der Basisschaltung ist h_{21} identisch mit α und im Fall der Emitterschaltung mit β.

h_{12} ist ebenfalls dimensionslos und stellt die sogenannte Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang dar. In h_{12} kommt zum Ausdruck, daß sich die Vorgänge auf der Ausgangsseite eines Transistors durch ihn hindurch auf seiner Eingangsseite bemerkbar machen.

h_{22} hat die Dimension eines Leitwertes und die Bedeutung des reziproken ausgangsseitigen Transistorinnenwiderstandes bei eingangsseitigem Leerlauf.

Im Abschnitt I.5.c) werden die Schaltungen zur Messung der h-Parameter behandelt. Dort wird auch gezeigt, wie man ohne besondere Schwierigkeiten auf der Eingangsseite des Transistors den Leerlaufcharakter erhalten kann. Auch der Kurzschlußzustand am Ausgang ist leicht herstellbar. Damit lassen sich sämtliche h-Parameter bequem experimentell ermitteln und in den Datenblättern der Transistoren angeben. Auf der Eigenschaft der leichten Meßbarkeit seiner Konstanten beruht der Vorzug, den das Vierpolgleichungssystem Gl. (201) gegenüber den beiden erstgenannten Systemen genießt und der zur Einführung dieses Systems geführt hat. Mit den h-Parametern lassen sich, wie der folgende Abschnitt zeigt, leicht alle wichtigen Übertragungseigenschaften eines NF-Transistors berechnen, so zum Beispiel die Betriebsstromverstärkung, die Betriebsspannungs- und -leistungsverstärkung sowie die betrieblichen Eingangs- und Ausgangswiderstände.

Auf die für Hochfrequenztransistoren wichtige Leitwertsmatrix, mit der die Übertragungsgleichungen die Form

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{Y}_{11}\,\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{Y}_{12}\,\mathfrak{U}_2$$

$$\mathfrak{I}_2 = \mathfrak{Y}_{21}\,\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{Y}_{22}\,\mathfrak{U}_2$$

annehmen, soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden. Es mag nur gesagt werden, daß man für den HF-Transistor Ersatzschaltungen aufstellt, um sein frequenzabhängiges Verhalten studieren zu können. Sie bestehen aus Wirkwiderständen für die Bahnwiderstände der einzelnen Zonen, aus Ersatzkapazitäten (Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten) zur Erfassung des Laufzeitverhaltens und Ersatzstrom- oder Ersatzspannungsquellen zur Darstellung der Verstärkerwirkung. Diese Ersatzschaltungen mit ihren Wirk- und Blindleitwerten haben es nahegelegt, bei der rechnerischen Behandlung eines HF-Transistorvierpols statt der h-Parameter komplexe Leitwertsparameter zu benutzen.

b) Anwendung der Vierpolparameter auf die Berechnung der Betriebseigenschaften eines Transistors

Den folgenden Rechnungen wird der allgemeine Transistorvierpol mit seinen Strom- und Spannungszählpfeilen nach *Bild 228* zugrunde gelegt. Durch die Verwendung der Bezeichnungen i_1 und u_1 für die Eingangsgrößen und i_2 und u_2 für die Ausgangsgrößen wird die Betrachtung unabhängig von der speziellen Schaltung, also bei

spielsweise unabhängig davon, ob in Wirklichkeit eine Basis- oder Emitterschaltung vorliegt und damit i_1 in Wirklichkeit der Emitterstrom I_e oder der Basisstrom I_b ist. Die abgeleiteten Beziehungen gelten für jede Grundschaltung. Sie erhalten ihre spezielle Bedeutung dadurch, daß man bei ihrer Auswertung die für die jeweilige Schaltung maßgebenden h-Parameter benutzt.

Betriebliche Stromverstärkung

Um die betriebliche Stromverstärkung $v_i = i_2/i_1$ bei beliebigem Abschlußwiderstand R_L zu erhalten, geht man von der Beziehung (Gl. 201)

$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2$$

aus. Aus ihr läßt sich eine Formel für v_i herleiten, wenn man u_2 durch i_2 ausdrückt; mit Hilfe von R_L ist dies möglich. Entsprechend den im *Bild 228* gewählten Strom- und Spannungspfeilen muß man, da zu der gewählten Spannungsrichtung von u_2 eigentlich ein entgegengesetzter Strom i_2 gehört, schreiben

$$u_2 = R_L \cdot (-i_2) = -R_L i_2$$

Damit wird

$$i_2 = h_{21}\, i_1 - h_{22} R_L\, i_2$$

oder

$$i_2 = \frac{h_{21}\, i_1}{1 + h_{22} R_L}$$

oder schließlich

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \tag{203}$$

Hierin stellt der Zähler h_{21} die Kurzschlußstromverstärkung α beziehungsweise β dar. Dies bedeutet, daß die betriebliche Stromverstärkung stets etwas kleiner als die Kurzschlußstromverstärkung ist. Da h_{22} den reziproken ausgangsseitigen Innenwiderstand charakterisiert, steckt in $h_{22} R_L$ das Verhältnis R_L/R_2.

Betriebliche Spannungsverstärkung

In bezug auf die betriebliche Spannungsverstärkung $v_u = u_2/u_1$ ergibt sich aus der Beziehung

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2$$

unter Benutzung von $u_2 = -R_L\, i_2$ und v_i

$$u_1 = h_{11} \frac{i_2}{v_i} + h_{12} u_2 = \frac{h_{11}}{v_i}\left(-\frac{u_2}{R_L}\right) + h_{12} u_2 = u_2\left(h_{12} - \frac{h_{11}}{R_L}\,\frac{1 + h_{22} R_L}{h_{21}}\right)$$

Hieraus wird nach einer kleinen Umformung

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{R_L (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) + h_{11}}$$

oder, kürzer geschrieben,

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{\Delta_h R_L + h_{11}} \qquad \text{mit} \qquad \Delta_h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \tag{204}$$

Eingangswiderstand R_1

Mit Gl. (203) und (204) kann man in einfacher Weise den Eingangswiderstand R_1 eines Transistors in Abhängigkeit vom Belastungswiderstand R_L angeben. Man setzt an

$$R_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{v_u} \frac{v_i}{i_2} = \frac{u_2}{i_2} \frac{v_i}{v_u} = -R_L \frac{h_{21}(\Delta_h R_L + h_{11})}{(1 + h_{22} R_L)(-h_{21} R_L)}$$

und erhält

$$R_1 = \frac{\Delta_h R_L + h_{11}}{1 + h_{22} R_L} \tag{205}$$

Leistungsverstärkung

Bei der Ermittlung der Leistungsverstärkung v_P geht man von dem Ansatz aus

$$v_P = \frac{P_2}{P_1} = \frac{i_2^2 R_L}{i_1^2 R_1} = v_i^2 \frac{R_L}{R_1}$$

Unter Benutzung von Gl. (203) kann man dafür schreiben

$$v_P = \frac{R_L}{R_1} \frac{h_{21}^2}{(1 + h_{22} R_L)^2} \tag{206}$$

Ausgangswiderstand R_2

Von Interesse ist noch der Ausgangswiderstand R_2 des Transistors, das heißt der Widerstand, den man von der Ausgangsseite aus in den Transistor mißt. Er entspricht dem Innenwiderstand R_i der Röhre, ist jedoch im Gegensatz zu ihm von den Größen auf der Eingangsseite, vor allem vom Innenwiderstand R_G der Signalquelle, abhängig. Eine ähnliche Ableitung wie oben in der „Vorwärtsrichtung" für R_1 so jetzt in der „Rückwärtsrichtung" für R_2 führt zu der Beziehung

$$R_2 = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta_h + h_{22} R_G} \tag{207}$$

Optimale Leistungsverstärkung

Bei Leistungsanpassung am Eingang und Ausgang, das heißt unter der Bedingung, daß $R_G = R_1$ und $R_L = R_2$ ist, ergibt sich, wie nicht näher nachgerechnet werden soll, als optimale Leistungsverstärkung

$$v_{P\,\mathrm{opt}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta_h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}} \right)^2 \tag{208}$$

Die optimalen äußeren Widerstände sind in diesem Fall nach folgender Vorschrift zu bemessen:

$$R_{G\,\mathrm{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}\,\Delta_h}{h_{22}}} \tag{209}$$

beziehungsweise

$$R_{L\,\mathrm{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}\,\Delta_h}} \tag{210}$$

Mit den vorstehenden Formeln sind die wichtigsten Beziehungen zwischen den h-Kennwerten und den Widerständen und Verstärkungsmaßen aufgestellt. Sind die h-Werte eines Transistors auf Grund einfacher Leerlauf- und Kurzschlußmessungen ermittelt oder sind sie aus den Angaben in den Transistordatenblättern bekannt, so lassen sich mit ihnen leicht die betrieblichen Übertragungseigenschaften der Transistorverstärkerstufe vorausberechnen. Manche Firmen gehen in ihren Angaben über die Kenndaten so weit, daß sie ihre Abhängigkeiten von den verschiedenen Arbeitspunkten oder von der Umgebungstemperatur kurvenmäßig wiedergeben. Da die h-Parameter praktisch nur für eine Kleinsignalverstärkung im NF-Gebiet in Frage kommen, wird man sie in den Datenblättern auch nur bei NF-Transistoren kleiner Leistung angegeben finden. Leistungstransistoren untersucht man an Hand ihrer Kennlinienfelder, um die Verzerrungen miterfassen zu können, und HF-Transistoren an Hand ihrer Ersatzschaltungen unter Zuhilfenahme der zugehörigen Vierpolgleichungen mit den komplexen Leitwertsparametern. Ein Zahlenbeispiel soll die Anwendung der h-Parameter und der oben abgeleiteten Formeln erläutern.

Beispiel 36

Der Valvo-pnp-Flächentransistor OC 70 hat laut Datenblatt bei 25 °C im Arbeitspunkt: $-U_{CE} = 2\,\mathrm{V}$, $I_E = 0{,}5\,\mathrm{mA}$ in der Basis- beziehungsweise Emitterschaltung folgende h-Parameter:

Basisschaltung	Emitterschaltung
$h_{11} = 71\,\Omega$	$h'_{11} = 2{,}2\,\mathrm{k\Omega}$
$h_{12} = 7 \cdot 10^{-4}$	$h'_{12} = 9 \cdot 10^{-4}$
$h_{21} = -0{,}968$	$h'_{21} = 30$
$h_{22} = 0{,}7 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}$	$h'_{22} = 23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}$

Es ist üblich, die h-Werte der Emitterschaltung zur Unterscheidung von denen der Basisschaltung entweder mit einem Strich zu versehen oder die Indizes „e" beziehungsweise „b" zu benutzen. Daneben gibt es im Schrifttum weitere Bezeichnungsarten, die zum Teil auf die physikalische Bedeutung Rücksicht nehmen.

1) Basisschaltung

Bei einem äußeren Belastungswiderstand von $R_L = 2\,\mathrm{k\Omega}$, wie er sich beispielsweise bei RC-Kopplung und Belastung durch den Eingangswiderstand der folgenden Transistorstufe ergibt, zeigt der Transistor folgende Verstärkungsmaße:

$$v_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_L} = \frac{-0{,}968}{1 + 0{,}7 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} \cdot 2 \cdot 10^{3}\,\Omega} = \frac{-0{,}968}{1{,}0014} \approx -0{,}967$$

Das Minuszeichen vor dem Zahlenwert von v_i deutet an, daß die Ströme i_e und i_c nicht, wie in der allgemeinen Vierpoldarstellung nach *Bild 228* willkürlich angenommen wird, gegeneinanderlaufen, sondern gleichsinnig, also gleichphasig sind. Im übrigen ist die Stromverstärkung, wie nicht anders zu erwarten war, etwas kleiner als Eins. Sie erreicht beinahe den Wert der Kurzschlußstromverstärkung. Mit

$$\Delta_h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} = 71\,\Omega \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} - 7 \cdot 10^{-4}(-0{,}968) = 727{,}3 \cdot 10^{-6}$$

wird

$$v_u = \frac{-h_{21} R_L}{\Delta_h R_L + h_{11}} = \frac{0{,}968 \cdot 2000\,\Omega}{727{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 2000\,\Omega + 71\,\Omega} = \frac{1936}{1{,}45 + 71} = 26{,}7$$

Das positive Vorzeichen von v_u besagt, daß die Ein- und Ausgangsspannungen, wie in der Vierpolgrundschaltung angenommen ist, gleichphasig verlaufen. Der Eingangswiderstand hat bei Abschluß des Transistors mit $R_L = 2\,\mathrm{k\Omega}$ einen Wert von

$$R_1 = \frac{\Delta_h R_L + h_{11}}{1 + h_{22} R_L} = \frac{72{,}45\,\Omega}{1{,}0014} \approx 72\,\Omega$$

Er ist also sehr klein. Der ausgangsseitige Innenwiderstand R_2 hat, wenn man annimmt, daß der steuernde Signalgenerator auf der Eingangsseite einen Innenwiderstand von beispielsweise $R_G = 5\,\mathrm{k\Omega}$ hat, einen Wert von

$$R_2 = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta_h + h_{22} R_G} = \frac{(71 + 5000)\,\Omega}{727{,}3 \cdot 10^{-6} + 0{,}7 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S} \cdot 5000\,\Omega} = \frac{5071 \cdot 10^3}{4227{,}3}\,\Omega \approx 1{,}2\,\mathrm{M\Omega}$$

Er ist, wie man sieht, in der Basisschaltung außerordentlich hochohmig. Hinsichtlich der Leistungsverstärkung ergibt sich

$$v_P = \frac{R_l h_{21}^2}{R_1 (1 + h_{22} R_l)^2} = \frac{2000\,\Omega \cdot 0{,}968^2}{72\,\Omega \cdot 1{,}0014^2} \approx 26 \triangleq v_i v_u = 0{,}967 \cdot 26{,}7$$

Im logarithmischen Maß ausgedrückt, hat die Leistungsverstärkung einen Wert von $10 \lg 26 = 14{,}5\,\mathrm{dB}$. Würde man am Ein- und Ausgang mit Leistungsanpassung arbeiten, könnte man eine optimale Leistungsverstärkung erreichen von

$$v_{P\,\mathrm{opt}} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta_h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}}\right)^2 = \left(\frac{-0{,}968}{\sqrt{727{,}3 \cdot 10^{-3}} + \sqrt{71 \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-3}}}\right)^2 = 810 \triangleq 29\,\mathrm{dB}\,.$$

Der ausgangsseitige Belastungswiderstand müßte dabei einen Wert haben von

$$R_{L\,\mathrm{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta_h}} = \sqrt{\frac{71\,\Omega}{0{,}7 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} \cdot 727{,}3 \cdot 10^{-6}}} = 374\,\mathrm{k\Omega}$$

Die Speisesoite müßte einen Innenwiderstand haben von

$$R_{G\,\mathrm{opt}} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta_h}{h_{22}}} = \sqrt{\frac{71\,\Omega \cdot 727{,}3 \cdot 10^{-6}}{0{,}7 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}}} = 271\,\Omega$$

Diese Werte für die äußeren Widerstände lassen sich praktisch nicht verwirklichen, jedenfalls dann nicht, wenn die speisende und die belastende Seite obenfalls aus je einer

Transistorstufe bestehen. Man muß also stets mit Leistungseinbußen rechnen. Etwas günstiger schneidet in dieser Beziehung, wie das folgende Zahlenbeispiel zeigt, die Emitterschaltung ab.

2) Emitterschaltung

Bei dem gleichen äußeren Belastungswiderstand von $R_L = 2\,\mathrm{k\Omega}$ zeigt die Emitterschaltung folgende Verstärkungsmaße:

$$v_i' = \frac{h_{21}'}{1 + h_{22}' R_L} = \frac{30}{1 + 23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} \cdot 2000\,\Omega} = \frac{30}{1{,}046} \approx 28{,}7$$

Das positive Vorzeichen im Zahlenwert deutet an, daß in der Emitterschaltung die Aus- und Eingangsströme, also i_a und i_e, so, wie willkürlich in der Vierpolschaltung angenommen ist, gegenphasig verlaufen. Wenn der Steuerstrom bei B gerade in die Basiszone fließt, dann fließt der Kollektorstrom bei C auch gerade in den Transistor hinein. Die Stromverstärkung hat einen großen Wert, da der kleine steuernde Basisstrom automatisch mit einem sehr großen Kollektorwechselstrom gekoppelt ist. Der verhältnismäßig niedrige Belastungswiderstand bedingt, daß die betriebliche Stromverstärkung annähernd den gleichen Wert wie die Kurzschlußstromverstärkung hat. Mit

$$\Delta_h' = h_{11}' h_{22}' - h_{12}' h_{21}' = 2{,}2 \cdot 10^3\,\Omega \cdot 23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} - 9 \cdot 10^{-4} \cdot 30 = 23{,}6 \cdot 10^{-3}$$

wird

$$v_u' = \frac{-h_{21}' R_L}{\Delta_h' R_L + h_{11}'} = \frac{-30 \cdot 2\,\mathrm{k\Omega}}{23{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 2\,\mathrm{k\Omega} + 2{,}2\,\mathrm{k\Omega}} = -\frac{60}{2{,}2472} \approx -26{,}7$$

Das Minusvorzeichen besagt, daß Ein- und Ausgangsspannung nicht gleichphasig, wie in der Vierpolschaltung angenommen ist, sondern gegenphasig verlaufen. Vergleiche hierzu auch Abschnitt II. 1.c).

Aus Stromverstärkung und Spannungsverstärkung folgt eine Leistungsverstärkung von

$$v_P' = |v_i'| \cdot |v_u'| = 28{,}7 \cdot 26{,}7 = 765 \triangleq 10 \lg 765 \approx 29\,\mathrm{dB}$$

Wie der Vergleich mit der Basisschaltung zeigt, ist die Leistungsverstärkung der Emitterschaltung, in dB ausgedrückt, doppelt so groß wie die der Basisschaltung. Hinsichtlich des Eingangswiderstandes ergibt sich

$$R_1' = \frac{\Delta_h' R_L + h_{11}'}{1 + h_{22}' R_L} = \frac{2{,}247\,\mathrm{k\Omega}}{1{,}046} = 2{,}15\,\mathrm{k\Omega}$$

Der Ausgangswiderstand hat unter der Annahme, daß R_G etwa 5 kΩ groß ist, den Wert

$$R_2' = \frac{h_{11}' + R_G}{\Delta_h' + h_{22}' R_G} = \frac{(2{,}2 + 5)\,\mathrm{k\Omega}}{23{,}6 \cdot 10^{-3} + 23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} \cdot 5000\,\Omega} \approx 52\,\mathrm{k\Omega}$$

Bei ein- und ausgangsseitiger Anpassung würde sein

$$v_{P\,\mathrm{opt}}' = \left(\frac{h_{21}'}{\sqrt{\Delta_h'} + \sqrt{h_{11}' h_{22}'}}\right)^2 = \left(\frac{30}{\sqrt{23{,}6 \cdot 10^{-3}} + \sqrt{2{,}2 \cdot 10^3\,\Omega \cdot 23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}}}\right)^2$$

$$= 6280 \triangleq 38\,\mathrm{dB}$$

Dabei müßte der äußere Belastungswiderstand beziehungsweise der Innenwiderstand der Speisequelle sein

$$R'_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h'_{11}}{h'_{22}\,\Delta'_h}} = \sqrt{\frac{2200\,\Omega}{23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S} \cdot 23{,}6 \cdot 10^{-3}}} = 63{,}8\,\mathrm{k\Omega}$$

$$R'_{G\,opt} = \sqrt{\frac{h'_{11}\,\Delta'_h}{h'_{22}}} = \sqrt{\frac{2200\,\Omega \cdot 23{,}6 \cdot 10^{-3}}{23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}}} = 1520\,\Omega$$

Wie der Vergleich mit den Werten der Basisschaltung zeigt, liegen alle Werte der Emitterschaltung günstiger. Der Eingangswiderstand von 2,2 kΩ ist wesentlich größer als der der Basisschaltung von 72 Ω. Dies ist für die Anpassungsverhältnisse an die vorhergehende Stufe – die an sich, wenn sie den gleichen Transistor enthält, Abschlußwiderstände in der Größenordnung von $R_{L\,opt} \approx 60\,\mathrm{k\Omega}$ benötigt, aber ähnlich einer Pentode praktisch immer stark unterangepaßt abgeschlossen wird – weit günstiger als der sehr niedrige Eingangswiderstand von 72 Ω. Der ausgangsseitige Innenwiderstand der Emitterschaltung ist ebenfalls von einer günstigeren Größenordnung als der der Basisschaltung. Da auch die Verstärkung der Emitterschaltung höher ist und diese Tendenz ganz allgemein bei allen Flächentransistoren zu beobachten ist, benutzt man bei mehrstufigen Transistorverstärkern vorwiegend die Emitterschaltung.

c) Meßschaltungen zur Bestimmung der *h*-Parameter

Wie das Zahlenbeispiel im vorigen Abschnitt gezeigt hat, ermöglichen die *h*-Parameter die Vorausberechnung des Betriebsverhaltens eines Transistors bei beliebigen Abschlußwiderständen. Die Praxis bestätigt, daß die errechneten Werte gut mit den gemessenen Werten übereinstimmen. Sie gelten allerdings nur für Aussteuerungen im linearen Kennlinienteil und nur für einen bestimmten Arbeitspunkt. Für andere als die in den Datenblättern angegebenen Arbeitspunkte muß man die Kennwerte experimentell bestimmen. Dies geschieht in Meßschaltungen, die gestatten, entsprechend den Definitionen der *h*-Parameter entweder den Ausgang wechselstrommäßig kurzzuschließen oder den Eingang wechselstrommäßig im Leerlauf arbeiten zu lassen. Gleichstrommäßig sind die Schaltungen so ausgelegt, daß man den gewünschten Arbeitspunkt einstellen kann. Die hier beschriebenen Meßschaltungen gelten für die Emitterschaltung. Sie lassen sich aber auch leicht auf die beiden anderen Grundschaltungen umbauen.

α) Messung des Eingangswiderstandes $R_{1k} = h'_{11}$ bei kurzgeschlossenem Ausgang

Nach Gl. (202) ist

$$h'_{11} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2 = 0}$$

h_{11} wird aus der Eingangsspannung u_1 und dem Eingangsstrom i_1 bei Kurzschluß auf der Ausgangsseite bestimmt. Nach der Schaltung vom *Bild 246* wird der wechselstrommäßige

Kurzschluß auf der Ausgangsseite durch den Kondensator $C = 10\,\mu F$ erreicht. Man wählt ihn so groß, daß sein Widerstand wesentlich kleiner als der Transistorinnenwiderstand R_2 ist. Bei $10\,\mu F$ und 1000 Hz ist $1/\omega C \approx 16\,\Omega$. Dieser Wert kann als verschwindend klein gegenüber dem Innenwiderstand von 50···100 kΩ bezeichnet werden.

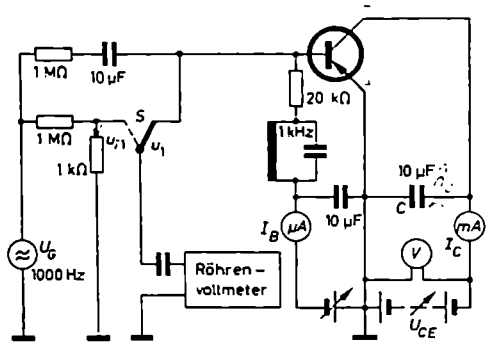


Bild 246. Meßschaltung zur experimentellen Bestimmung von h'_{11} (Eingangswiderstand R_{1k})

Die Eingangsspannung u_1 wird mit einem Röhrenvoltmeter gemessen, das man über den Schalter S direkt an die Basisleitung anschließt. Die 1-MΩ-Widerstände auf der Eingangsseite machen den Generator so hochohmig, daß man annehmen kann, der Eingangsstrom i_1 ist unabhängig vom Widerstand der Basis/Emitter-Strecke. i_1 wird wie bei jedem hochohmigen Generator praktisch durch die Generatorleerlaufspannung und den 1-MΩ-Widerstand festgelegt. Hieraus folgt weiter, daß der Transistorstrom ebenso groß wie der Strom durch den 1-kΩ-Widerstand ist. Er kann demgemäß indirekt durch den Wechselspannungsfall u_{i1} an dem 1-kΩ-Widerstand bestimmt werden. Der zum Transistoreingang parallelliegende 20-kΩ-Widerstand in Reihe mit dem auf 1000 Hz abgestimmten Parallelschwingkreis kann gegenüber dem niedrigen Eingangswiderstand des Transistors vernachlässigt werden. Dieser Zweig muß da sein, um dem Transistor die Basisgleichspannung und den Basisgleichstrom zuzuführen. Da $i_1 = u_{i1}/1000\,\Omega$ ist, kann man ansetzen

$$\text{Eingangswiderstand} \quad R_{1k} = h'_{11} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{u_{i1}}\,1000\,\Omega$$

β) Bestimmung der Kurzschlußstromverstärkung $\beta = h'_{21}$

Nach Gl. (202) ist

$$\beta = h'_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2 = 0}$$

Hier kommt es auf die Messung des eingangsseitigen Steuerstromes i_1 und des ausgangsseitigen Kurzschlußstromes i_2 an. Nach *Bild 247* werden diese Ströme der größeren Empfindlichkeit wegen wieder indirekt durch die Spannungsfälle an definierten Widerständen gemessen. Der Generator ist auch hier durch die 1-MΩ-Widerstände so hochohmig gemacht, daß er in die Basis/Emitter-Strecke den gleichen Strom i_1 schickt wie im vorigen Versuch. i_1 wird aus dem Spannungsfall u_{i1} an dem 1-kΩ-Widerstand zu $i_1 = u_{i1}/1000\,\Omega$ gemessen. Der Ausgangsstrom i_2 läßt sich aus dem Spannungsfall u_{i2} an dem 20-Ω-Widerstand in der Emitteranschlußleitung bestimmen. Hier fließt an sich die Summe i' aus Kollektorstrom

$i_e = i_2$ und Basissteuerstrom $i_b = i_1$. Der letzte läßt sich aber, wie die folgende Rechnung zeigt, leicht eliminieren. Der 20-Ω-Widerstand ist nicht in den Kollektor, sondern in den Emitterzweig geschaltet, weil er hier einseitig geerdet und damit seine Spannung leicht mit einem normalen Röhrenvoltmeter gemessen werden kann. Aus dem Ansatz

$$h'_{21} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i' - i_1}{i_1} = \frac{i'}{i_1} - 1$$

folgt unter Benutzung der gemessenen Spannungen u_{i1} und u_{i2}

$$h'_{21} = \frac{u_{i2}}{u_{i1}} \frac{20\,\Omega}{1000\,\Omega} - 1 = 50\,\frac{u_{i2}}{u_{i1}} - 1$$

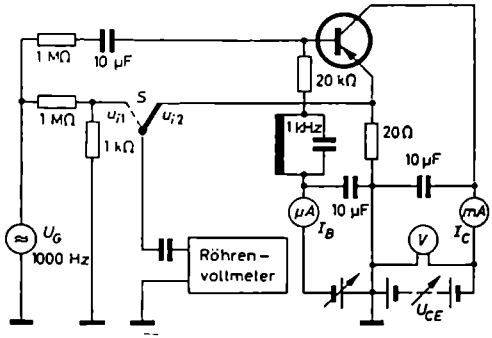


Bild 247. Meßschaltung zur experimentellen Bestimmung von h'_{21} (Kurzschlußstromverstärkung β')

γ) Bestimmung der Spannungsrückwirkung h'_{12} bei offenem Eingang

Nach Gl. (202) ist

$$h'_{12} = \frac{u_1}{u_2}\bigg|_{i_1 = 0}$$

Der h'_{12}-Parameter charakterisiert die Rückwirkung der Ausgangsseite auf die Eingangsseite. Auf der Ausgangsseite hat man eine Wechselspannung u_2 anzulegen – dies geschieht im vorliegenden Fall nach *Bild 248* mit dem Übertrager 1 : 1 – und dann zu messen, wie-

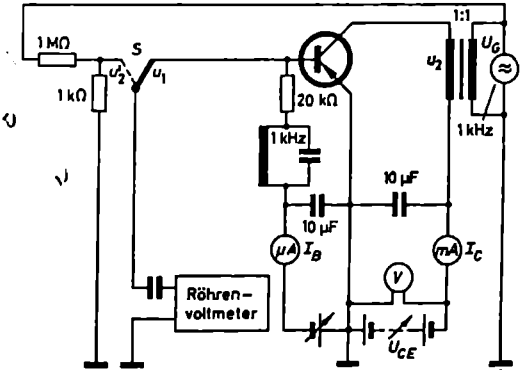


Bild 248. Meßschaltung zur experimentellen Bestimmung von h'_{12} (Spannungsrückwirkung bei Leerlauf am Eingang)

viel von dieser Spannung auf der Eingangsseite als Spannung u_1 erscheint. Definitionsgemäß muß dabei die Eingangsseite wechselstrommäßig leerlaufen, das heißt, es darf hier kein Wechselstrom fließen. Gleichstrommäßig kann die Eingangsseite natürlich nicht offengehalten werden, es muß ja der Transistor auf seinen vorgegebenen Arbeitspunkt gebracht werden. Aus diesem Grunde sind in den Eingangskreis der 20-kΩ-Widerstand und der Parallelschwingkreis eingebaut. Über sie kann der Gleichstrom I_B in der vorgesehenen Größe der Basis/Emitter-Strecke zugeführt werden. Für den Wechselstrom jedoch bedeuten der 20-kΩ- und der Schwingkreiswiderstand einen genügend hohen, fast leerlaufartigen Abschluß der Eingangsseite.

Während die zwischen Kollektor und Emitter eingespeiste Spannung u_2 über den 1 kΩ/1 MΩ-Spannungsteiler gemessen wird, läßt sich u_1 direkt ermitteln. Aus

$$\frac{u_2}{u_2'} = \frac{1\ \text{MΩ}}{1\ \text{kΩ}} = 1000$$

folgt für die Spannungsrückwirkung

$$h_{12}' = \frac{u_1}{u_2}\bigg|_{i_1=0} = \frac{u_1}{1000\,u_2'} = 10^{-3}\,\frac{u_1}{u_2'}$$

δ) Messung des Ausgangsleitwertes $1/R_{21} = h_{22}'$ bei offenem Eingang

Nach Gl. (202) ist

$$G_{21} = h_{22}' = \frac{i_2}{u_2}\bigg|_{i_1=0}$$

Entsprechend dieser Definition kann der h_{22}'-Parameter aus dem Ausgangsstrom i_2 und der Ausgangsspannung u_2 bestimmt werden. Die Meßschaltung nach *Bild 249* gleicht weitgehend der vorigen. Der Eingangskreis zwischen Basis und Emitter ist wechselstrommäßig durch die Reihenschaltung des 20-kΩ-Widerstandes mit dem Schwingkreis wieder

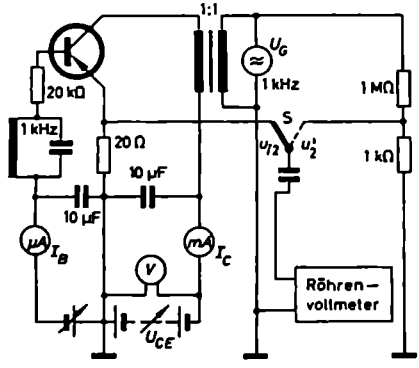


Bild 249. Meßschaltung zur experimentellen Bestimmung von h_{22}' (Ausgangsleitwert G_{21})

so hochohmig abgeschlossen, daß die Bedingung $i_1 = 0$ als erfüllt angesehen worden kann. Da in diesem Fall der Kollektorstrom gleich dem Emitterstrom ist, kann i_2 ohne weiteres durch den Spannungsfall u_{12} an dem 20-Ω-Widerstand vor dem Emitter gemessen werden. Es gilt $i_2 = u_{12}/20\ \Omega$. Die Spannung u_2 wird wie im vorigen Versuch durch Bestimmung

der Teilspannung u_2' an dem Spannungsteiler 1 kΩ/1 MΩ = 10^{-3} bestimmt. Damit ergibt sich

$$h_{22}' = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0} = -\frac{u_{12}}{20\,\Omega}\,\frac{1}{1000\,u_2'} = 5\cdot 10^{-5}\,\frac{u_{12}}{u_2'}\ \mathrm{S}$$

d) Ermittlung der h-Parameter aus den Kennlinienfeldern

Ähnlich den Röhrenkenndaten können die h-Parameter auch grafisch aus den Kennlinienfeldern abgegriffen werden. Man hat dabei lediglich zu beachten, daß die Parameter strenggenommen Differentialquotienten, und zwar partielle, sind und demgemäß den Kennlinien entweder als Steigungsmaße oder über nicht zu große Strom- und Spannungsdifferenzen zu entnehmen sind. Weiterhin muß man sich klar-

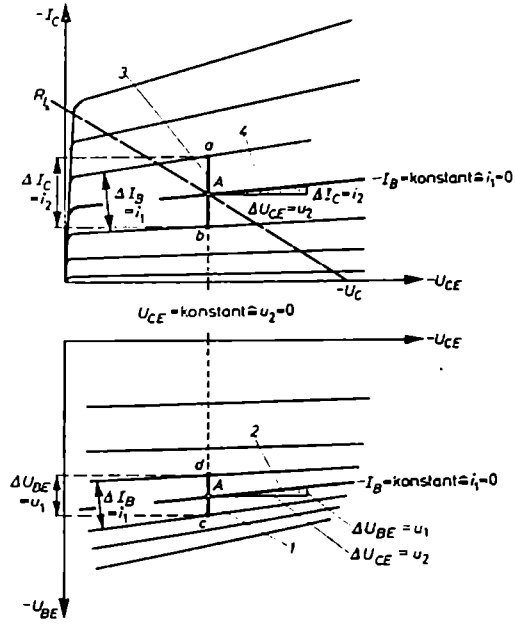


Bild 250. Zur Ermittlung der h'-Parameter im Kennlinienfeld. Aus dem Diagramm liest man ab

bei 1 $\quad h_{11}' = \left.\dfrac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0} = \left.\dfrac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=\text{konstant}}$

bei 2 $\quad h_{12}' = \left.\dfrac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0} = \left.\dfrac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}\right|_{I_B=\text{konstant}}$

bei 3 $\quad h_{21}' = \left.\dfrac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0} = \left.\dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=\text{konstant}}$

bei 4 $\quad h_{22}' = \left.\dfrac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0} = \left.\dfrac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}\right|_{I_B=\text{konstant}}$

machen, daß die h-Parameter definitionsgemäß in dem einen Fall für Kurzschluß am Ausgang und in dem anderen Fall für Leerlauf am Eingang gelten. Kurzschluß am Ausgang bedeutet, daß die Ausgangswechselspannung, im Fall der Emitterschaltung die Kollektorwechselspannung, Null ist. Hieraus ist zu schließen, daß die betreffenden Parameter (h'_{11} und h'_{21}) jeweils auf einer Senkrechten durch die Spannung $-U_{CE}$ des Arbeitspunktes abzugreifen sind. Leerlauf am Eingang besagt, daß der Eingangswechselstrom, im Fall der Emitterschaltung der Basiswechselstrom, Null ist und damit für die betreffenden Kenngrößen (h'_{12} und h'_{22}) die I_B-Kennlinie durch den Arbeitspunkt maßgebend ist.

Nach dieser Vorbetrachtung ist es nicht mehr schwierig, beispielsweise in den beiden rechten Feldern eines Vierfelderkennliniendiagramms (*Bild 250*) die einzelnen Parameter zu ermitteln. Man versucht zunächst, mit Hilfe der Kollektorbatteriespannung U_C und der Widerstandsgeraden R_L den Arbeitspunkt A für den vorgesehenen Basisstrom I_B und die dazugehörige Basisspannung U_{BE} zu finden. Im Arbeitspunkt wird dann zwischen zwei nicht zu weit auseinanderliegenden Kennlinien eine Senkrechte mit den Schnittpunkten ab beziehungsweise cd eingezeichnet. Der senkrechte Strich bedeutet U_{CE} = konstant oder $u_2 = 0$. Er wird einmal nach ΔI_B-Werten und zum anderen nach ΔI_C- beziehungsweise ΔU_{BE}-Werten ausgemessen und liefert dann die h'_{11}- und h'_{21}-Parameter. Zur Ermittlung der beiden anderen Parameter h'_{12} und h'_{22} benutzt man die beiden schraffierten Steigungsdreiecke an der Kennlinie für I_B = konstant oder $i_1 = 0$. Der Quotient aus dem senkrechten und waagerechten Abschnitt im oberen Steigungsdreieck stellt den Ausgangsleitwert h'_{22} und im unteren Steigungsdreieck die Spannungsrückwirkung h'_{12} dar.

6. Ersatzschaltbilder des Transistors

In der Röhrentechnik ist es üblich, für die Röhren Ersatzschaltbilder in Form von Ersatzspannungsquellen und Ersatzstromquellen aufzustellen. Mit Hilfe der Ersatzquellen und ihrer Innenwiderstände lassen sich bequem Verstärkung und Frequenzgang einer Verstärkerstufe untersuchen. *Bild 251* (*a*) zeigt das einfache Ersatzschaltbild einer Pentode mit dem Urstrom $I_{k\sim} = S\,U_{g\sim}$. Im *Bild 251* (*b*) ist es etwas erweitert. Ein- und Ausgangskreis sind hier über die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} miteinander gekoppelt. Hinzu sind die Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk} und der durch Laufzeiteffekte bedingte, elektronische Röhreneingangswiderstand r_e gekommen. In dieser Form gestattet das Ersatzschaltbild, die besonders bei höheren Frequenzen sich bemerkbar machende Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis rechnerisch zu erfassen und bei der Untersuchung des Frequenzganges zu berücksichtigen. Die Pfeile sind so in das Ersatzschaltbild eingetragen, daß sie die Gegenphasigkeit der Anodenwechselspannung gegenüber der Gitterwechselspannung erkennen lassen.

Für den Transistor lassen sich verschiedene Ersatzschaltbilder angeben. Sie sind alle so aufgebaut, daß in ihnen die Rückwirkung der Ausgangsseite auf die Eingangsseite erkennbar wird. Die Ersatzschaltbilder des Transistors bringen in der

Regel den aus der Vierpoltheorie hergeleiteten Formeln Gl. (203) bis (207) gegenüber keine besonderen Vorteile, da es sich hier um aktive Vierpole handelt und das Rechnen und Arbeiten mit aktiven Vierpolschaltungen ungewohnt ist. Dennoch wird man bei Sonderfragen, etwa denen des Frequenzganges bei hohen Frequenzen, nicht um ihre Anwendung herumkommen.

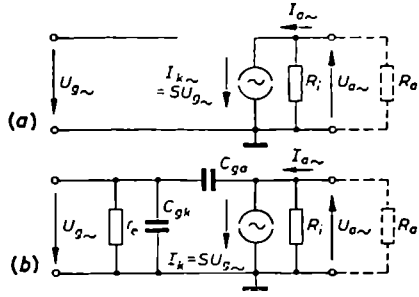


Bild 251. Ersatzschaltungen einer Pentode. (a) Normale Ersatzschaltung; (b) Ersatzschaltung unter Berücksichtigung der kapazitiven Anodenrückwirkung und des Röhreneingangswiderstandes

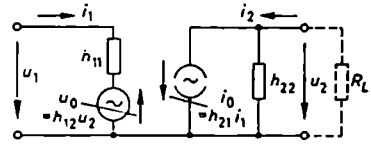


Bild 252. π-Ersatzschaltung eines Transistors mit Benutzung der h-Parameter. Diese Ersatzschaltung ist unabhängig von der Art der Grundschaltung

Von den verschiedenen Ausführungsformen der Ersatzschaltbilder sollen hier nur zwei herausgegriffen werden. Das eine ist im *Bild 252* dargestellt; es entspricht weitgehend der Röhrenersatzschaltung. Sein besonderer Vorteil liegt darin, daß es die obenaufgestellten h-Parameter benutzt. Es kann damit als eine schaltungsmäßige Interpretation der Vierpolgleichungen Gl. (201) aufgefaßt werden. Die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Eingangskreis wird durch den Generator mit der Urspannung $u_0 = h_{12}\,u_2$ verkörpert. Die Verstärkungseigenschaft kommt in dem Urstromgenerator i_0 zum Ausdruck. Seine Ergiebigkeit ist um die Kurzschlußstromverstärkung h_{21} größer als der Eingangsstrom i_1. Die Pfeile für die Ströme und Spannungen sind so wie in der Transistorvierpolschaltung im *Bild 228* gewählt.

Bei Kurzschluß auf der Ausgangsseite, also bei $u_2 = 0$, liefert der Generato r $u = h_{12}\,u_2$ keine Spannung. Dementsprechend ist hier der Eingangswiderstand in Übereinstimmung mit Gl. (202) einfach gleich dem h_{11}-Wert. Ist der Transistor ausgangsseitig mit R_L abgeschlossen, so wird $u_0 = h_{12}\,u_2 = h_{12} \cdot (-i_2 R_L) = -h_{12} R_L i_2$. Das Zweite Kirchhoffsche Gesetz: $\Sigma e = \Sigma u$ liefert dann für den Eingangskreis, wenn man den Umlauf im Uhrzeigersinn wählt,

$$-u_0 = i_1 h_{11} - u_1$$

oder

$$u_1 = i_1 h_{11} + u_0 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$

Dies ist aber genau die Beziehung, die als erste in dem Gleichungssystem Gl. (201) auftritt. Aus ihr folgt für den betrieblichen Eingangswiderstand

$$R_1 = \frac{u_1}{i_1} = h_{11} + \frac{h_{12}u_2}{i_1} = h_{11} - \frac{h_{12}R_L i_2}{i_1} = h_{11} - h_{12}R_L v_i$$

oder mit v_i nach Gl. (203)

$$R_1 = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}R_L}{1 + h_{22}R_L} = \frac{h_{11} + R_L(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}{1 + h_{22}R_L} = \frac{h_{11} + R_L\Delta_h}{1 + h_{22}R_L}.$$

Auch dies ist genau der gleiche Ausdruck, wie er in Gl. (205) auf Grund der Vierpoltheorie gefunden wurde. Diese Übereinstimmung, die sich hinsichtlich der anderen Vierpolbeziehungen ebenfalls nachweisen läßt, ist der Beweis dafür, daß die π-Ersatzschaltung nach *Bild 252* den Transistorvierpol für niedrige Frequenzen richtig wiedergibt und damit eine gute schaltungsmäßige Ausdeutung der Vierpolgleichungen darstellt. Das Ersatzschaltbild ist im übrigen für alle drei Grundschaltungen anwendbar. Es müssen lediglich für die h-Werte die jeweils maßgebenden Zahlenwerte eingesetzt werden.

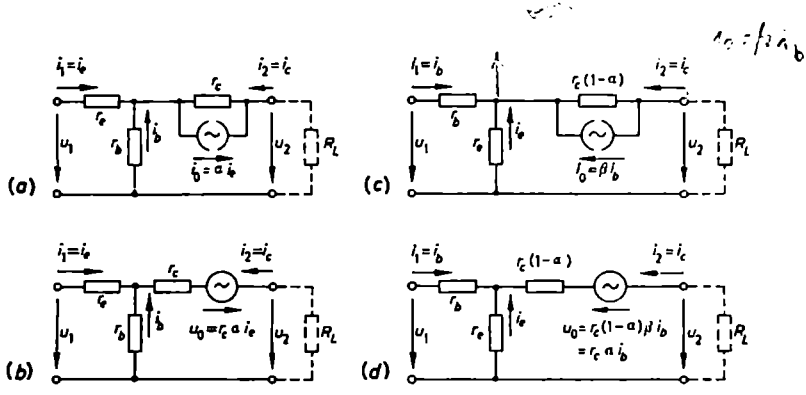


Bild 253. T-Ersatzschaltungen eines Transistors unter Benutzung der inneren Transistorwiderstände. (a und b) gelten für die Basisschaltung; (c und d) für die Emitterschaltung. Die Schaltungen in den Bildern (a und c) arbeiten mit einer Ersatzstromquelle, die beiden anderen (b und d) mit einer Ersatzspannungsquelle

Neben diesem Ersatzschaltbild gibt es noch andere. In ihnen werden nicht die h-Werte benutzt, die zum Teil eine etwas komplizierte physikalische Bedeutung und unterschiedliche Werte in den einzelnen Grundschaltungen haben, sondern Parameter mit anschaulicherer Bedeutung, zum Beispiel die Widerstände der einzelnen Transistorstrecken. Hier verwendet man den relativ niedrigen Durchlaßwiderstand r_e der Emitterstrecke mit der Grenzschicht zur Basis sowie den Widerstand r_b der Basisstrecke und den relativ hohen (Sperr-)Widerstand r_c der Kollektorstrecke mit der Grenzschicht zwischen Kollektor und Basis. Diese Ersatzschaltbilder haben

meistens die Form eines T-Gliedes. Sie sind in den *Bildern 253* (*a* bis *d*) in verschiedenen Ausführungsformen und getrennt für die Basis- und Emitterschaltung dargestellt. Die durchgehende galvanische Kopplung macht die gegenseitige Einflußnahme der Ein- und Ausgangskreise verständlich. In den *Bildern 253* (*a* und *c*) kommt die Aktivität des Vierpols in den Ersatzstromquellen mit den Urströmen $\alpha i_1 = \alpha i_e$ beziehungsweise $\beta i_1 = \beta i_b$ und den dazu parallelen Innenwiderständen r_c beziehungsweise $r_e\,(1 - \alpha)$ zum Ausdruck. In den *Bildern 253* (*b* und *d*) sind die Ersatzstromquellen in Ersatzspannungsquellen umgewandelt. Sie haben eine Urspannung gleich der Leerlaufspannung $u_0 = i_k r_i = \alpha i_e r_e$ beziehungsweise $\beta i_b r_e(1 - \alpha)$ und Innenwiderstände von der gleichen Größe wie im Ersatzstromschaltbild.

Um die Ersatzschaltbilder praktisch anwenden zu können, benötigt man die Kenntnis der *r*-Widerstände. Sie müssen entweder meßtechnisch ermittelt werden oder aus den Beziehungen zwischen ihnen und den *h*-Werten errechnet werden. Eine Durchrechnung dieses Problems, die hier im einzelnen nicht erfolgen soll, ergibt für die

Basisschaltung	Emitterschaltung
$r_c = \dfrac{\Delta_h - h_{12}}{h_{22}}$	$r_e = \dfrac{h'_{12}}{h'_{22}}$
$r_b = \dfrac{h_{12}}{h_{22}}$	$r_b = \dfrac{\Delta'_h - h'_{12}}{h'_{22}}$
$r_e = \dfrac{1 - h_{12}}{h_{22}}$	$r_c = \dfrac{1 + h'_{21}}{h'_{22}}$
$\alpha = h_{21}$	$\beta = h_{21}$

Mit den *h'*-Werten aus dem *Zahlenbeispiel 36* ergibt sich beispielsweise für die Emitterschaltung

$$r_c = \frac{9 \cdot 10^{-4}}{23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}} = 39{,}1\ \Omega$$

$$r_b = \frac{236 \cdot 10^{-4} - 9 \cdot 10^{-4}}{23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}} = 988\ \Omega$$

$$r_e = \frac{1 + 30}{23 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{S}} = 1{,}348\ \mathrm{M\Omega}$$

Da $\beta = h'_{21} = 30$ und nach Gl. (102) $\alpha = \dfrac{\beta}{1 + \beta}$ ist, ergibt sich für α ein Wert von 30/31 = 0,968. Damit wird der Widerstand $r_e(1 - \alpha)$ im *Bild 253* (*d*) 1,348 MΩ × × (1 − 0,968) = 43,1 kΩ groß.

Jetzt ist es möglich, an Hand des Ersatzschaltbildes das betriebsmäßige Verhalten des Transistors vorauszuberechnen. Soll beispielsweise der Eingangswiderstand des Transistors in der Emitterschaltung unter Berücksichtigung eines Belastungswider-

standes von $R_L = 2\ \mathrm{k\Omega}$ ermittelt werden, so wird nach *Bild 253 (d)* unter Benutzung der Kirchhoffschen Gesetze zunächst folgendes Gleichungssystem aufgestellt:

1) $i_b + i_c + i_e = 0$ (Knotenregel für den oberen Knotenpunkt)

2) $u_1 = r_b i_b - r_c i_c$ (Maschenregel für die linke Masche; Umlauf im Uhrzeigerdrehsinn)

3) $-u_0 = -r_c \alpha i_b = r_c i_e - r_c (1 - \alpha) i_c - R_L i_c$ (Maschenregel für die rechte Masche; Umlauf im Uhrzeigerdrehsinn)

Mit den Zahlenwerten der Widerstände wird

1) $i_b + i_c + i_e = 0$

2) $u_1 = 988\ \Omega \cdot i_b - 39{,}1\ \Omega \cdot i_c$

3) $-1{,}348\ \mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}968\, i_b = 39{,}1\ \Omega \cdot i_e - 43{,}1\ \mathrm{k\Omega} \cdot i_c - 2\ \mathrm{k\Omega} \cdot i_c$

Löst man 1) nach i_c auf und setzt dies in 3) ein, so erhält man

3a) $-1{,}305\ \mathrm{M\Omega} \cdot i_b = 39{,}1\ \Omega \cdot i_e + 45{,}1\ \mathrm{k\Omega} \cdot i_b + 45{,}1\ \mathrm{k\Omega} \cdot i_e$

oder

$$-1{,}350\ \mathrm{M\Omega} \cdot i_b = 45{,}139\ \mathrm{k\Omega} \cdot i_e$$

Hieraus folgt

$$i_e = -30\, i_b$$

Dies in 2) eingesetzt, ergibt

$$u_1 = 988\ \Omega \cdot i_b + 39{,}1\ \Omega \cdot 30\, i_b = i_b\,(988 + 1172)\ \Omega$$

oder

$$\frac{u_1}{i_b} = 2160\ \Omega = \eta_1$$ Eingangswiderstand

Der Quotient u_1/i_b oder u_1/i_1 stellt den betriebsmäßigen Eingangswiderstand des Transistors dar. Der hier errechnete Wert von 2160 Ω stimmt praktisch mit dem im *Beispiel 36* ermittelten Wert von 2150 Ω überein.

7. Transistoren bei Erwärmung

a) Änderungen in den Kennlinienfeldern

Im *Bild 254* sind noch einmal die Kennlinienfelder eines pnp-Transistors skizziert, und zwar im *Bild 254 (a)* für die Basisschaltung und im *Bild 254 (b)* für die Emitterschaltung. Hervorgehoben sind die Kennlinien für $I_E = 0$ beziehungsweise $I_B = 0$. Das Nullsein dieser Ströme besagt, daß der Transistor auf seiner Steuerseite offen ist. Dennoch fließt, wie die Schraffur unter den Kennlinien andeutet, ein gewisser

kleiner Kollektorstrom, der sogenannte Kollektorreststrom I_{C0}. In der Basisschaltung mit offenem Emitter fließt er zwischen Kollektor und Basis und wird deshalb Kollektor/Basis-Reststrom I_{CB} für $I_E = 0$ oder I_{CB0} genannt. In der Emitterschaltung mit offener, also nicht angeschlossener Basis fließt er zwischen Kollektor und Emitter; hier wird er als Kollektor/Emitter-Reststrom I_{CE0} bezeichnet. Die Restströme rühren nicht von irgendeinem speziellen Transistoreffekt her, sondern sind ein Ausdruck dafür, daß jeder Halbleiter eine gewisse Leitfähigkeit hat. Die Leitfähigkeit eines Halbleiters aber ist stark temperaturabhängig. Mit wachsendor Temperatur machen sich immer mehr Elektronen aus der äußeren Elektronenschale der Kristallatome frei und bildet sich eine zunehmend größer werdende Anzahl von

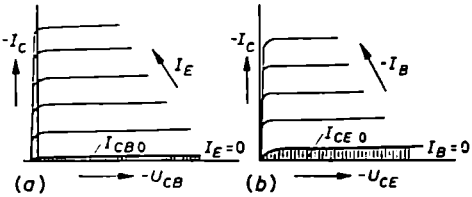


Bild 254. Ausgangskennlinienfelder eines Transistors mit Hervorhebung der Kollektorrestströme. (a) gültig für die Basis-, (b) gültig für die Emitterschaltung

Ladungsträgerpaaren aus. Von ihnen können die Minoritätsträger, also die Löcher im n-Germanium und die Elektronen im p-Germanium. einen für die Majoritätsträger gesperrten pn-Übergang, wie etwa die Kollektor/Basis-Grenzschicht, passieren.

Die Erfahrung zeigt, daß sich beim Germanium bei einer Zunahme der Kristalltemperatur um jeweils 10 °C die Anzahl der Ladungsträger um jeweils etwa den Faktor 2,2 vermehrt, also von 10 °C zu 10 °C sich jeweils etwa verdoppelt. Hat zum Beispiel I_{CB0} den Wert 5 µA bei einer Kristalltemperatur von $\vartheta_j = 25$ °C (der Index j rührt von dem englischen Wort „junction" für den pn-Übergang her), so steigt der Reststrom bei $\vartheta_j = 35$ °C auf etwa 11 µA und bei $\vartheta_j = 45$ °C auf etwa 24 µA an. Für I_{CE0} gilt dasselbe, nur ist dieser Strom zusätzlich jeweils um etwa den Stromverstärkungsfaktor β, genauer um $(\beta + 1)$, größer als I_{CB0}. Bei $\beta = 49$ und den Temperaturen 25, 35 und 45 °C würde I_{CE0} etwa die Werte 250, 550 und 1200 µA annehmen.

Die Erhöhung der Restströme wirkt sich auf die anderen Kennlinien praktisch so aus, daß sich das ganze Ausgangskonnlinienfeld angenähert um den Zuwachs ΔI_{CB0} beziehungsweise ΔI_{CE0} in die Höhe verschiebt. *Bild 255* deutet dies für das Kennlinienfeld der Emitterschaltung an. Gleichzeitig mit der Verschiebung, die zwangsläufig, wenn keine besonderen Maßnahmen ergriffen werden, zu einer Arbeitspunktverschiebung führt, ändert sich auch etwas die gegenseitige Lage der Kennlinien. Bei höherer Temperatur verlaufen die Kennlinien ein wenig steiler. Der Wert ΔI_C der Verschiebung nimmt mit der Höhe des Kollektorstromes ab. Dies bedingt, daß sich auch die Wechselstromeigenschaften, wie Verstärkungsmaße und Ein- und Ausgangswiderstände, mit der Temperatur ändern. Ähnliches ereignet sich mit den

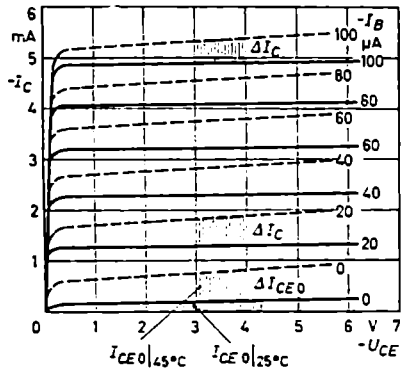


Bild 255. Ausgangskennlinien eines Transistors bei zwei verschiedenen Sperrschichttemperaturen
(——— $\vartheta_j = 25$ °C, – – – – $\vartheta_j = 45$ °C)
Parameter: Steuerstrom $-I_B$

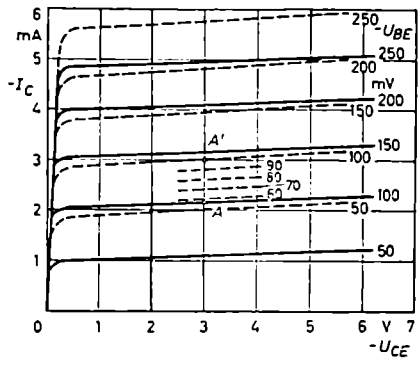


Bild 256. Ausgangskennlinienfelder eines Transistors bei zwei verschiedenen Sperrschichttemperaturen
(——— $\vartheta_j = 25$ °C, – – – – $\vartheta_j = 45$ °C)
Parameter: Steuerspannung $-U_{BE}$

Kennlinienfeldern, deren Kurven nach der Spannung U_{BE} beschriftet sind; *Bild 256* deutet dies an. Aus dem Bild liest man beispielsweise bei einer festen Kollektorspannung von $-U_{CE} = 3$ V und einer festen Eingangsspannung von $-U_{BE} = 100$ mV ab, daß sich der Arbeitspunkt von A nach A' verschiebt, wenn sich die Temperatur um 20 °C von 25 auf 45 °C erhöht. Soll der Arbeitspunkt nicht wandern, soll also $-I_C$ trotz der Temperaturerhöhung seinen Wert von etwa 2,2 mA beibehalten, so muß die $-U_{BE}$-Spannung von 100 auf etwa 58 mV erniedrigt werden. Der Verringerung von $-U_{BE}$ um 42 mV bei 20 °C Temperaturunterschied entspricht eine Verringerung um etwa 2 mV je 1 °C Temperaturzunahme. Dieser Wert von 2 mV/°C wird der „Temperaturdurchgriff" genannt und mit D_T bezeichnet; er gibt an, um wieviel die Basisvorspannung $-U_{BE}$ zu verringern ist, um den Einfluß von 1 °C Temperaturzunahme auf den Kollektorstrom I_C zu kompensieren. Es zeigt sich, daß D_T für alle Germaniumtransistoren etwa den gleichen Wert von 2···2,7 mV/°C hat. Der kleine Wert von 2 gilt für hohe Kollektorströme um 20 mA und der große Wert von 2,7 für kleine Kollektorströme um 0,1 mA. Der Temperaturdurchgriff spielt bei der Dimensionierung von Schaltungen zur Arbeitspunktstabilisierung eine Rolle, läuft doch das ganze Problem der Konstanthaltung des Arbeitspunktes darauf hinaus, durch Gegenkopplungen die Vorspannung $-U_{BE}$ gegenläufig zum Temperatureinfluß zu steuern.

b) Verlustleistung

Die Ursachen der Temperaturerhöhungen im Innern des Transistors können von zweierlei Art sein. Einmal ändert sich ϑ_j, wenn die Umgebungstemperatur ϑ_{umg} schwankt. Die Änderung von ϑ_j kann aber auch darauf zurückzuführen sein, daß

sich der Transistor auf Grund des durchfließenden Stromes selbst erwärmt. Da der Stromdurchgang nicht widerstandslos erfolgt, sondern dabei Spannung verbraucht wird, rührt diese Art von Erwärmung offenbar von der aufgenommenen elektrischen Gleichstromenergie her. An der Selbsterwärmung sind strenggenommen alle ohmschen Widerstände beteiligt. Da der Kollektorsperrwiderstand jedoch die anderen Widerstände weit überragt oder, anders ausgedrückt, die Ladungsträger in der Kollektor/Basis-Grenzschicht das größte Spannungsgefälle durchlaufen, dort demnach die größte Energie aufnehmen, genügt es in der Praxis, für die näherungsweise Berechnung der Erwärmung statt der Gesamtverlustleistung die Kollektorverlustleistung

$$P_{C\_} = U_{CE} \cdot I_C$$

anzusetzen. Solange der Transistor keine Wechselstromleistung erzeugt, muß sich die gesamte ihm zugeführte Gleichstromenergie in seinem Innern in Wärme umsetzen. Wird er wechselstrommäßig ausgesteuert, geht die Verlustleistung wie bei der Röhre um den Wert der abgegebenen Wechselstromleistung zurück auf

$$P_C = P_{C\_} - P_{\sim}$$

Wenn die entstehende Wärme nicht schnell genug abgeführt wird, erhöht sich die Kristalltemperatur merklich. Dies hat ein Ansteigen des Kollektorreststromes I_{C0} und, wenn die Basisvorspannung U_{BE} durch eine niederohmige, temperaturunabhängige Gleichspannungsquelle auf konstantem Wert gehalten wird, auch ein Ansteigen des Ruhestromes I_C zur Folge. Hierdurch wird eine Erhöhung der Verlustleistung veranlaßt. Sie führt zu einem weiteren Ansteigen der Temperatur und als Folge hiervon zu einem nochmaligen Stromanstieg. Im ungünstigen Fall können sich Kollektorstrom und Sperrschichttemperatur gegenseitig immer weiter in die Höhe treiben, ein Vorgang, der unweigerlich mit der Zerstörung des Transistors endet.

c) Thermische Stabilisierung durch gute Wärmeableitung

Mittel gegen die thermische Instabilität sind gute Wärmeableitung, günstige Wahl des Arbeitspunktes und seine Stabilisierung. Durch einen entsprechenden Aufbau des Transistors muß man als erstes dafür sorgen, daß sich die entstehende Wärme nicht im Innern des Kristalls anstaut, sondern schnell und gut an das Gehäuse und von dort an die umgebende Luft abgeführt wird. Die Wärmefortleitung ist um so besser, je größer die Differenz zwischen Sperrschicht- und Umgebungstemperatur, also das Temperaturgefälle, ist. Die Grenze der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur von Germaniumtransistoren liegt zwischen $\vartheta_{j\,max} = 75$ und 90 °C; meistens wird mit dem unteren Wert gerechnet. Bei Silizium ist $\vartheta_{j\,max} \approx 150$ °C. Nimmt man die höchste Umgebungstemperatur zu $\vartheta_{umg} = 45$ °C an, so herrscht ein Temperaturgefälle von $\vartheta_j - \vartheta_{umg} = 30$ °C. Manchmal wird sogar gefordert, daß ein Transistorgerät bis zu 60 °C Umgebungstemperatur einwandfrei arbeitet. In diesem Fall macht die Wärmeableitung wegen des sehr niedrigen Temperaturgefälles von

15 °C schon recht erhebliche Schwierigkeiten. Hier hilft vielfach nur der Weg, daß man die zulässige Kollektorverlustleistung $P_{C\,max\,zul}$ stark herabsetzt.

Neben einem hohen Temperaturgefälle ist für das Fortschaffen der Wärme ein möglichst kleiner Wärmeableitwiderstand von Vorteil. Beim Transistor spricht man vom „Wärmewiderstand" R_{therm}; er wird in °C/mW oder °C/W angegeben und kennzeichnet das sich längs der Ableitstrecke für je 1 mW oder 1 W Verlustwärme einstellende oder erforderliche Temperaturgefälle. Ein Wärmewiderstand von R_{therm} = 0,2 °C/mW besagt zum Beispiel, daß die Transistorsperrschicht bei 1 mW Verlustleistung um 0,2 °C wärmer als das Transistorgehäuse oder die umgebende Luft ist. Bei 100 mW abzuführender Wärmeleistung würde die Temperatur im Kristallinnern um 20 °C höher als außen sein. Bei der Angabe des Wärmewiderstandes muß man hinzufügen, für welche Ableitstrecke er gilt, ob von der Sperrschicht bis zum Transistorgehäuse oder von der Sperrschicht bis zur umgebenden Luft. Manchmal unterteilt man ihn in den Wärmeinnenwiderstand $R_{i\,therm}$ und den Wärmeaußenwiderstand $R_{a\,therm}$. $R_{i\,therm}$ beschreibt den Wärmeübergang vom Transistorkristall zum Transistorgehäuseboden oder, wenn der Transistor mit einer festen Kühlfahne versehen ist, bis zur Kühlfahnenoberfläche. $R_{a\,therm}$ bezieht sich auf die Wärmestromstrecke, die zwischen Transistorgehäuseboden oder -kühlfahne und Umgebung liegt. Während $R_{i\,therm}$ durch den konstruktiven Aufbau des Transistors innerhalb seines Gehäuses festliegt, kann $R_{a\,therm}$ vom Gerätebauer durch die Wahl der Größe, Art und Anordnung der Kühlfläche beeinflußt werden. Zur genaueren Berechnung von $R_{a\,therm}$ wird außer der Größe F der Kühlfläche auch ihre Wärmeaustausch- oder -übergangszahl benötigt. Da diese stark von der Oberflächenbeschaffenheit (blank oder geschwärzt, glatt oder rauh) abhängt und nur selten exakt angebbar ist, benutzt man in der Praxis oft die Faustformel

$$R_{a\,therm} \approx \frac{1}{1{,}5\,\frac{\mathrm{mW}}{°\mathrm{C\,cm^2}}\,F} \tag{211}$$

Hierin kennzeichnet F die Kühlfläche und die Größe 1,5 mW/°C cm² eine mittlere Wärmeaustauschzahl. Sie gilt in dieser Größe, wenn keine besonderen Lüftungsmaßnahmen getroffen sind und das Temperaturgefälle innerhalb des Kühlbleches gering ist. Die letzte Bedingung ist beispielsweise bei Aluminium erfüllt, wenn es wenigstens 1,5 mm dick ist.

Ist das Transistorgehäuse, wie häufig bei Leistungstransistoren, mit dem Kollektor galvanisch verbunden und nimmt es dabei ein anderes Potential als das als Abkühlblech dienende Gerätechassis an, so muß zwischen Gehäuseboden und Chassis eine dünne Glimmerisolation gelegt werden. Sie hat natürlich auch einen Wärmewiderstand, der zu den anderen Widerständen addiert werden muß.

Zwischen dem Temperaturgefälle $\vartheta_j - \vartheta_{umg}$ als der die Wärmeableitung bewirkenden „Wärmespannung" und der je Zeiteinheit abzuleitenden Wärmeenergie, also gewissermaßen dem „Wärmestrom" $P_{C+E} \approx P_C$, sowie dem Wärmewiderstand

R_{therm} herrscht ein dem Ohmschen Gesetz $U = IR$ analoges Gesetz von der Form

$$\vartheta_j - \vartheta_{umg} = P_{C+E} R_{therm} \tag{212}$$

oder angenähert

$$\vartheta_j - \vartheta_{umg} \approx P_C R_{therm} = P_C (R_{i\,therm} + R_{a\,therm}) \tag{213}$$

mit der Unterteilung

$$\vartheta_j - \vartheta_{geh} \approx P_C R_{i\,therm} \tag{214}$$

und

$$\vartheta_{geh} - \vartheta_{umg} \approx P_C R_{a\,therm} \tag{215}$$

Mit Hilfe dieser Formeln kann man je nach der geforderten höchsten Umgebungstemperatur bei gegebenen Wärmewiderständen die höchstzulässige Kollektorverlustleistung oder bei vorgegebener Verlustleistung die erforderliche Kühlfläche berechnen.

Beispiel 37

Gegeben sei ein Siemens-Leistungstransistor TF 80/30. Die Elektroden dieses Transistors sind vom Gehäuse isoliert, so daß der Transistor unmittelbar auf dem Chassis montiert werden kann. Der Wärmewiderstand wird mit $R_{i\,therm} = 4\,°C/W$ und die höchste Kristalltemperatur mit $\vartheta_j = 75\,°C$ angegeben.

1) Welche höchste Verlustleistung kann dieser Transistor bei 60 °C Gehäusetemperatur aufnehmen? Entsprechend Gl. (212) kann man ansetzen

$$75\,°C - 60\,°C = P_{C+E} \cdot 4\,°C/W$$

Hieraus folgt

$$P_{C+E} = \frac{15\,°C}{4\,°C/W} = 3{,}75\,W$$

Angegeben sind in den Datenblättern als Nennwert der Verlustleistung 3 W.

2) Welche höchste Verlustleistung kann der Transistor verarbeiten, wenn er auf einem als Kühlfläche dienenden Chassis von $F = 250\,cm^2$ montiert ist und die Umgebungstemperatur maximal zu 45 °C angenommen wird? Welche Temperatur nimmt das Gehäuse dabei an?

Zunächst ist nach Gl. (211)

$$R_{a\,therm} \approx \frac{1}{1{,}5\,\frac{mW}{°C\,cm^2}\,250\,cm^2} = 2{,}67\,°C/W$$

Damit wird

$$R_{therm} = R_{i\,therm} + R_{a\,therm} = (4 + 2{,}67)\,°C/W = 6{,}67\,°C/W$$

Hiermit ergibt sich

$$P_{C+E} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{umg}}{R_{therm}} = \frac{75\,°C - 45\,°C}{6{,}67\,°C/W} = 4{,}5\,W$$

Hinsichtlich der einzelnen Temperaturgefälle kann man ähnlich der gewöhnlichen Spannungsteilerregel ansetzen

$$\frac{\vartheta_j - \vartheta_{geh}}{\vartheta_{geh} - \vartheta_{umg}} = \frac{R_{i\,therm}}{R_{a\,therm}}$$

Hieraus ergibt sich

$$\frac{75\,°C - \vartheta_{geh}}{\vartheta_{geh} - 45\,°C} = \frac{4}{2{,}67} = 1{,}5$$

oder

$$\vartheta_{geh} = 57\,°C$$

Beispiel 38

Der Valvo-Leistungstransistor OC 26 soll bei einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_{umg} = 45\,°C$ eine Verlustleistung von 10 W aufnehmen können. Seine Sperrschichttemperatur darf maximal 90 °C sein. Sein Wärmeinnenwiderstand wird mit $R_{i\,therm} = 1{,}2\,°C/W$ und der Wärmewiderstand der zwischen Gehäuse und Chassis erforderlichen Glimmerisolation mit 0,5 °C/W angegeben. Wie groß muß das Kühlblech, also die Oberfläche des Blechchassis, sein?

Bei $P_{C+E} = 10$ W und $R_{i\,therm} = 1{,}2\,°C/W$ ergibt sich für das Transistorgehäuse aus Gl. (214)

$$\vartheta_j - \vartheta_{geh} = P_{C+E} R_{i\,therm}$$

eine Temperatur von

$$\vartheta_{geh} = \vartheta_j - P_{C+E} R_{i\,therm}$$
$$= 90\,°C - 10\,W \cdot 1{,}2\,°C/W = 78\,°C$$

Das Kühlblech unter dem Transistorgehäuse nimmt wegen der Glimmerzwischenschicht eine Temperatur an von

$$\vartheta_{Kühlbl} = \vartheta_{geh} - P_{C+E} R_{ia\,therm}$$
$$= 78\,°C - 10\,W \cdot 0{,}5\,°C/W = 73\,°C$$

Der Wärmeübergangswiderstand an die Luft von $\vartheta_{umg} = 45\,°C$ darf in diesem Fall nach Gl. (215) den Wert haben

$$R_{a\,therm} = \frac{\vartheta_{Kühlbl} - \vartheta_{umg}}{P_{C+E}} = \frac{73\,°C - 45\,°C}{10\,W} = 2{,}8\,°C/W$$

Dafür ist nach Gl. (211) angenähert eine Chassisfläche erforderlich von

$$F = \frac{1}{1{,}5\,\frac{mW}{°C\,cm^2}\,R_{a\,therm}} = \frac{1}{1{,}5\,\frac{mW}{°C\,cm^2}\,2{,}8\,°C/W} = 240\,cm^2$$

Aufgabe 54

Bis zu welcher höchsten Umgebungstemperatur kann der Transistor AC 106 in dem Arbeitspunkt von *Beispiel 35* betrieben werden, wenn $\vartheta_j = 75\,°C$ und der Wärmewiderstand $R_{i\,therm}$ dieses Transistors, mit seiner Kühlfahne auf großer Chassisfläche montiert ($R_{a\,therm} = 0$), laut Datenblatt im ungünstigsten Fall 75 °C/W ist?

(Antwort: $\vartheta_{umg} = 45\,°C$)

d) Thermische Stabilisierung durch richtige Wahl des Arbeitspunktes und seine Konstanthaltung

Das andere Mittel, trotz Temperaturänderungen die thermische Stabilität zu sichern, besteht darin, durch Schaltmaßnahmen den Kollektorruhestrom und damit den Arbeitspunkt konstantzuhalten. Der Ruhestrom I_C bestimmt zusammen mit der Spannung U_{CE} die Kollektorverlustleistung $P_C = U_{CE} I_C$, und zwar im nichtausgesteuerten Betrieb des Transistors. Diese Verlustleistung läßt sich ähnlich wie bei den Röhren im Kennlinienfeld durch das Rechteck aus $-U_{CE}$ und $-I_C$ veranschaulichen. Wenn sich nun durch Temperatureinflüsse der Kollektorstrom und damit der Arbeitspunkt ändert, dann muß sich auch die Verlustleistung ändern. An Hand der *Bilder 257* bis *259* sollen die Auswirkungen der Arbeitspunktwanderungen auf die Höhe der Verlustleistung näher besprochen werden. Hierzu wird ein Kennlinienfeld mit $-U_{BE}$ als Parameter benutzt. Dies geschieht deshalb, weil bei Benutzung einer Emitter/Basis-Speisebatterie die Eingangsseite gleichstrommäßig aus einer niederohmigen Energiequelle gespeist wird und daher angenommen werden kann, daß unabhängig von temperaturbedingten Änderungen der Transistorströme und des Gleichstromeingangswiderstandes die Spannung U_{BE} konstantbleibt. Das gleiche darf näherungsweise auch für den Basisspannungsteiler (Abschnitt II.1.a) angenommen werden.

Liegt im Kollektorkreis des Transistors ein Übertrager mit kleinem Kupferwiderstand, so verläuft die Gleichstromwiderstandsgerade R_-, wie *Bild 257* veranschaulicht, ziemlich steil durch den Arbeitspunkt A. Wenn in einem solchen Fall der Kollektorstrom bei einer Temperaturerhöhung steigt, wandert der Arbeitspunkt auf der steilen Widerstandsgeraden nach A'. Die Kollektorspannung $-U_{CE}$ wird hierbei kaum kleiner, aber $-I_C$ beträchtlich größer; somit steigt die Kollektorverlustleistung P_{C-} an. Lag A vorher auf oder eben unter der Grenzleistungskurve, so kann in A' bereits eine gefährliche, sich steigernde Überlastung des Transistors stattfinden. Da vor allem Treiber- und Endstufen mit Übertragern ausgerüstet sind und sie auch leistungsmäßig meistens voll beansprucht werden, sind sie in dieser Beziehung besonders gefährdet. Sie bedürfen auf jeden Fall einer Schaltung zur Konstanthaltung des Arbeitspunktes. Wie im Abschnitt II.1.b) gezeigt wird,

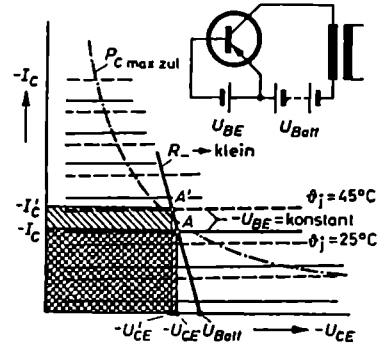


Bild 257. Starke Zunahme der Kollektorverlustleistung P_C, wenn in einer Schaltung mit Übertragerausgang wegen des Anstiegs der Sperrschichttemperatur der Arbeitspunkt von A nach A' wandert

geschieht die Arbeitspunktstabilisierung dadurch, daß man mit Hilfe geeigneter Gleichstrom- und Gleichspannungsgegenkopplungen bei einer Temperaturerhöhung automatisch die Basisvorspannung $-U_{BE}$ herabsetzt. Eine wichtige Rolle spielt bei der zahlenmäßigen Festlegung der Gegenkopplung der Temperaturdurchgriff D_T. Er gibt an, um wieviel mV die Spannung $-U_{BE}$ zurückgehen muß, damit der Einfluß von 1 °C Temperaturerhöhung ausgeglichen wird.

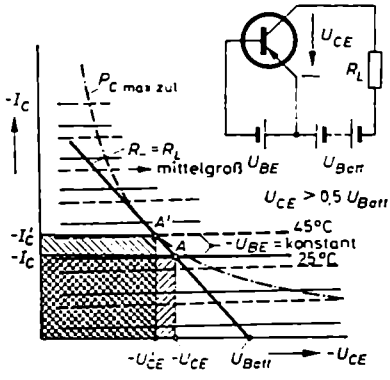


Bild 258. Zunahme der Kollektorverlustleistung P_C mit der Höhe der Sperrschichttemperatur, solange $U_{CE} > 0{,}5\ U_{Batt}$

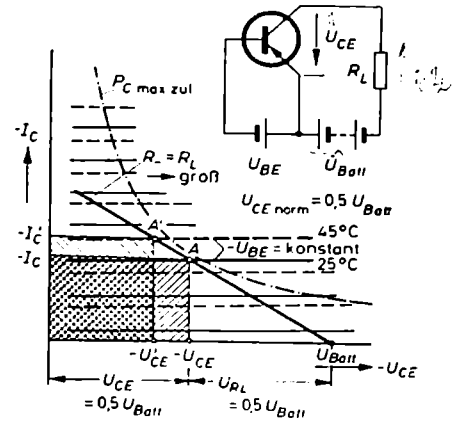


Bild 259. Abnahme der Kollektorverlustleistung P_C beim Verfahren der „halben Speisespannung" ($U_{CE\,norm} = 0{,}5\ U_{Batt}$)

Im *Bild 258* ist der Fall dargestellt, daß die Transistorstufe im Kollektorkreis einen ohmschen Widerstand R_L hat, der weder klein noch übermäßig groß ist. Nach wie vor liegt dann der größte Teil der Batteriespannung U_{Batt} als U_{CE}-Spannung zwischen Kollektor und Emitter. In diesem Fall wandert der Arbeitspunkt A auf einer etwas flacheren Widerstandsgeraden nach A', wenn sich die Sperrschichttemperatur erhöht. Es zeigt sich, daß das Leistungsrechteck aus $-U'_{CE}$ und $-I'_C$ einen größeren Flächeninhalt hat und damit eine größere Verlustleistung verkörpert als das Leistungsrechteck aus $-U_{CE}$ und $-I_C$. Diese Schaltung ist damit ebenfalls temperaturgefährdet und bedarf einer Stabilisierung von A.

Mit Hilfe der Extremwertrechnung läßt sich nachweisen, daß der Flächeninhalt des Leistungsrechtecks und folglich die Kollektorverlustleistung dann einen Höchstwert einnimmt, wenn die Speisebatteriespannung U_{Batt} je zur Hälfte an dem ohmschen Widerstand R_L und an der Kollektor/Emitter-Strecke abfällt. Wählt man beispielsweise in einer Transistorstufe mit RC-Kopplung den Arbeitspunkt im Normalbetrieb so, daß die Verlustleistung nicht überschritten wird und dabei $U_{CE} = U_{RL} = U_{Batt}/2$ ist (Prinzip der halben Speisespannung), so ist eine solche Transistorstufe von Natur aus temperaturstabil. Erhöht sich nämlich in

einer solchen Schaltung die Temperatur und wird dadurch bei festgehaltener $-U_{BE}$-Spannung der Arbeitspunkt A auf der flachen Widerstandsgeraden nach A' verschoben (*Bild 259*), so ist das Produkt $U'_{CE} I'_C$ in A' auf jeden Fall geringer als das Produkt $U_{CE} I_C$ in A. Im Arbeitspunkt A' wird innerhalb der Kollektorgrenzschicht weniger elektrische Energie in Wärme umgesetzt als im Arbeitspunkt A. Hier kann es niemals zu einem labilen Temperaturzustand kommen. Schaltungen nach dem Verfahren der halben Speisespannung benötigen keine Arbeitspunktstabilisierung und keine Temperaturkompensationsschaltungen. Ihr Arbeitspunkt wandert zwar mit der Temperatur (Umgebungstemperatur), aber die Schaltung bleibt dabei stabil.

II. Transistorschaltungstechnik

Das Anwendungsgebiet des Transistors hat sich in den letzten Jahren ständig erweitert. Anfänglich nur in der Technik der NF-Verstärker und NF-Generatoren eingesetzt, hat der Transistor jetzt auch für die Gebiete der Gleichspannungsverstärker, der Gleichspannungswandler, der Stabilisierung von Gleichspannungen sowie der Verstärkung und Erzeugung von Hochfrequenzen bis 100 MHz und darüber stark an Bedeutung gewonnen. Auf manchen Gebieten der Schalt-, Impuls- und Zähltechnik hat er die Röhre fast völlig verdrängt, so zum Beispiel in den Rechengeräten. Die folgenden Betrachtungen, die nur eine Einführung sein können, beschränken sich im wesentlichen auf die Anwendung in den Verstärker- und Oszillatorschaltungen. Daneben findet sich im Abschnitt D.IV.4.b) eine kurze Darlegung des Einsatzes des Transistors in Schaltungen zur Stabilisierung von Gleichspannungen.

1. NF-Verstärker

Transistorverstärker haben wie die Röhrenverstärker die Aufgabe, eine verstärkte Leistung abzugeben. Während die einzelnen Stufen eines Röhrenverstärkers, abgesehen von der Endstufe, wegen der Hochohmigkeit des folgenden Steuergitters nur eine Spannungsverstärkung durchzuführen haben, sind beim Transistorverstärker grundsätzlich alle Stufen Leistungsverstärker. Dies hängt mit dem niedrigen Eingangswiderstand des Transistors zusammen, der stets außer der Steuerspannung einen Steuerstrom benötigt. Die Leistungsverstärkung und Leistungsübertragung eines Transistors ist um so besser, je vollkommener er eingangs- und ausgangsseitig angepaßt abgeschlossen ist. Eine ideale Leistungsanpassung ist beim Transistor praktisch nicht möglich. Wie aus *Tabelle 9* und dem durchgerechneten Zahlenbeispiel hervorgeht, gestattet die Emitterschaltung noch die bestmögliche Annäherung

an den idealen Anpassungsfall. Im Vergleich zur Basisschaltung hat sie größere Eingangswiderstände und kleinere Ausgangswiderstände; beides ist für die Kettenschaltung von Transistorstufen günstig, denn dadurch liegt ihre Leistungsverstärkung höher. Aus diesem Grunde wird der folgenden Betrachtung und der Entwicklung von Verstärkerschaltungen in der Hauptsache die Emitterschaltung zugrunde gelegt. Benutzt werden fernerhin vorwiegend pnp-Transistoren.

a) Stromversorgung und Arbeitspunkteinstellung einer einzelnen Stufe

α) Emitterschaltung

Beim Einsetzen eines Transistors in eine Schaltung und der Untersuchung seiner Verstärkungseigenschaften braucht man nicht ständig sämtliche Feinheiten des Stromdurchganges durch einen geschichteten Halbleiter vor Augen zu haben. Ab-

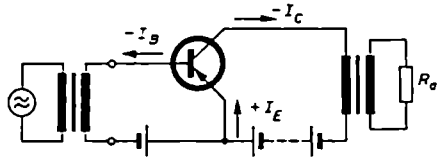


Bild 260. Prinzip der Emitterschaltung mit den Pfeilen für die tatsächlichen Stromrichtungen in einem pnp-Transistor

gesehen von Grenz- und Sonderfällen genügt es, sich folgendes einfaches Schema zu merken: Der p-Emitter eines pnp-Transistors wird positiv gegenüber der n-Basis vorgespannt. Dadurch wird die Grenzschicht zwischen beiden stromdurchlässig. Vom Emitter fließt dann ein Strom positiver Löcher I_L in die Basisschicht. Dieser Strom fließt nur zu einem ganz geringen Teil (2···5%) als Basisstrom I_B aus der Basisanschlußelektrode heraus. Der größte Teil (95···98%) tritt wegen der Diffusionsvorgänge in den Kollektorkreis über, wo er an der Kollektoranschlußelektrode als Kollektorstrom I_C wieder in Erscheinung tritt. Dies ergibt sich daraus, daß der Kollektor gegenüber der Basis negativ vorgespannt und dadurch in der Lage ist, die positiven, aus der Emitterzone herausströmenden Ladungsträger zu sich heranzuziehen. Durch einen besonderen Mechanismus wird dabei im Kollektor und an seiner Anschlußelektrode der interne Löcherstrom nach außen hin in einen Elektronenstrom umgewandelt. Es gilt immer: $I_C \approx I_E$ und $I_B = I_E - I_C$.

Bild 260 zeigt noch einmal die Emittergrundschaltung des pnp-Transistors. Mit Hilfe zweier Batterien wird der Emitter E positiv und der Kollektor C negativ gegenüber der Basis B vorgespannt. Gleichstrommäßig stellen sich die in das Schaltbild eingetragenen Stromrichtungen ein. Die Pfeile kennzeichnen hier die tatsächliche Stromrichtung und nicht, wie in den Vierpolschaltungen, den positiven Zählsinn des Stromes. Damit man jedoch im Zusammenhang mit dieser Schaltung die Kennlinienfelder und Vierpolformeln benutzen kann, wird bei allen Pfeilen, die nicht auf das Kristallinnere weisen, vor den Strombuchstaben ein Minuszeichen gesetzt. Die Wechselstromenergie wird in der vorliegenden Schaltung durch ideal

gedachte Übertrager ein- und ausgekoppelt. Dadurch treten in der Schaltung – abgesehen von den Transistoreigenwiderständen – keine sonstigen Gleichspannungsverbraucher auf, so daß die Transistorspannungen gleich den Batteriespannungen sind.

Wird beispielsweise der Transistor OC 70 benutzt, dessen Kennlinien im *Bild 237* wiedergegeben sind, und soll sich sein Arbeitspunkt auf den Wert $-U_{CE} = 5$ V und $-I_C = 4$ mA einstellen, so muß die Kollektorbatterie einen Wert von 5 V und nach dem Kennlinienfeld die Basisbatterie einen Wert von $-U_{BE} = 0{,}195\ \text{V} \approx 0{,}2$ V erhalten. Der Basisstrom nimmt einen Wert von $-I_B = 100\,\mu\text{A}$ und der Emitterstrom von $+I_E = I_C + I_B = 5{,}1$ mA an.

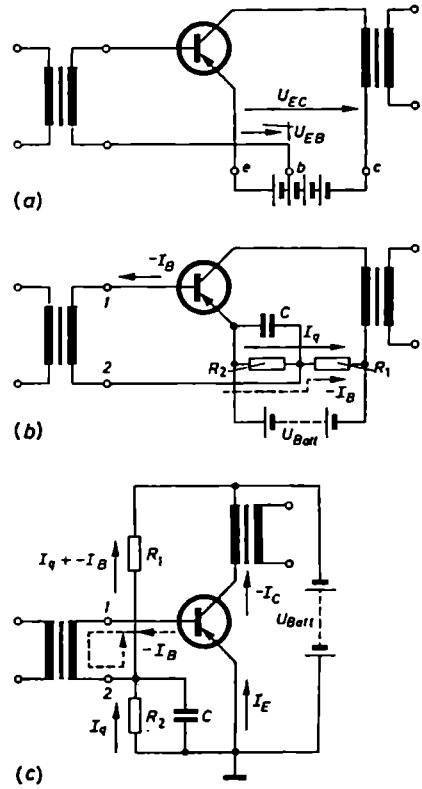


Bild 261. Gleichstromversorgung eines pnp-Transistors in Emitterschaltung. (a) Bei Verwendung einer Batterie mit Anzapfung zur Gewinnung der Basisvorspannung; (b) bei Verwendung einer Batterie mit Potentiometerschaltung; (c) übliche Darstellung einer Transistorstufe mit Basisspannungsteiler

Unter Verwendung einer Spannungsquelle mit Anzapfungen kann die Transistorschaltung auch nach *Bild 261* (*a*) aufgebaut werden. Hier wird nur eine einzige Spannungsquelle benötigt, und dennoch kann der Basis und dem Kollektor das erforderliche negative Potential gegenüber dem Emitter erteilt werden. Da die Anzapfstellen einer Batterie aber nicht beliebig fein genug gestuft werden können, wird in der Praxis statt der Anzapfungen ein passend dimensionierter Spannungsteiler $R_1 R_2$ über die Spannungsquelle gelegt; so entsteht *Bild 261* (*b*). Der Widerstand R_2 muß durch einen Kondensator C überbrückt werden, damit die ganze über den Eingangsübertrager eingespeiste Wechselstromsteuerleistung möglichst in voller Stärke der Basis/Emitter-Steuerstrecke zur Verfügung gestellt wird; von ihr soll nur wenig in anderen Widerständen, hier im Widerstand R_2, verlorengehen. Bei etwas anderer zeichnerischer Anordnung der gleichen Schaltelemente nimmt die Emitterschaltung die im *Bild 261* (c) wiedergegebene, heute allgemein übliche Darstellungsform an.

Macht man den Spannungsteiler $R_1 R_2$ niederohmig, so wird die Spannungsaufteilung an ihm praktisch nur durch den Querstrom I_q und nicht zusätzlich durch den Basisstrom I_B bestimmt. Niederohmigkeit liegt vor, wenn $I_q \approx 10\, I_B$ ist. Dies bedeutet, daß bei einem Basisstrom von zum Beispiel 100 µA der Querstrom zu etwa 1 mA gewählt werden muß. Bei $U_{EC} = 5$ V bedingt dies einen Widerstand von $R_1 + R_2 = 5\,\text{V}/1\,\text{mA} = 5\,\text{k}\Omega$. Stellt der Querstrom eine unzulässig große Belastung der Batterie dar – dies kann bei kleinen Geräten und einer Kettenschaltung von Verstärkerstufen leicht der Fall sein –, so muß man den Spannungsteiler hochohmiger machen; dann geht allerdings der Basisstrom mit in die Spannungsteilung ein.

Da ein Strom immer nur von einem Punkt höheren Potentials zu einem Punkt niedrigen Potentials fließt und im vorliegenden Fall der Emitter positiver als die Basis und die Basis wiederum positiver als der Kollektor ist, kann im *Bild 261* (c) I_E niemals auf dem zeichnerisch kürzesten Weg, also über R_2 (nach unten), zum Emitter fließen. I_B nimmt seinen Weg stets über R_1 (nach oben) zur Minusklemme der Batterie. Dort wird der Strom potentialmäßig durch die EMK der Batterie angehoben, so daß er von der positiven Batterieklemme aus seinen Weg zurück zum Emitter nehmen kann. Soll, wie in dem obigen Beispiel, $-U_{BE} = 0{,}2$ V bei $-I_B = 100\,\mu\text{A}$ und $-U_{CE} = 5$ V sein und stellt man einen Querstrom von $I_q = 100\,\mu\text{A} = -I_B$ zur Verfügung, so muß der Widerstand R_2 einen Wert haben von

$$R_2 = \frac{-U_{BE}}{I_q} = \frac{0{,}2\,\text{V}}{0{,}1\,\text{mA}} = 2\,\text{k}\Omega$$

Für R_1 ergibt sich, da über diesen Widerstand I_q und $|-I_B|$ fließen,

$$R_1 = \frac{-U_{CB}|}{I_q + |-I_B|} = \frac{4{,}8\,\text{V}}{0{,}2\,\text{mA}} = 24\,\text{k}\Omega$$

Je hochohmiger man R_1 und R_2 macht, desto schwächer wird der Einfluß von I_q auf die Spannungsaufteilung, desto stärker geht I_B ein. Im Grenzfall kann zur Festlegung des Potentials der Basiselektrode statt des Spannungsteilers auch einfach ein genügend großer Vorwiderstand R_v verwendet werden (*Bild 262*). R_v muß so groß gewählt werden, daß der über ihn abfließende Basisstrom der Basis B das dem Emitter E gegenüber vorgesehene negative Potential und dem Kollektor gegenüber das erforderliche positive Potential erteilt. R_v liegt in der Größenordnung von

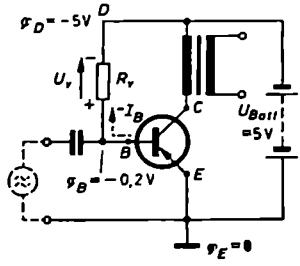


Bild 262. Erzeugung der Basisvorspannung mit Hilfe eines Vorwiderstandes R_v

50···100 kΩ. Nach den oben zugrunde gelegten Zahlenwerten soll $-U_{BE} = 0{,}2$ V sein. Dann muß über R_v ein Spannungsfall von $U_v = U_{bD} = \varphi_B - \varphi_D = -0{,}2\text{ V} - (-5\text{ V}) = 4{,}8$ V hervorgerufen werden. Bei einem Basisstrom von 100 μA ist dies der Fall, wenn R_v eine Größe erhält von

$$R_v = \frac{U_v}{-I_B} = \frac{4{,}8\text{ V}}{0{,}1\text{ mA}} = 48\text{ k}\Omega$$

Wie man den Strompfeilen im *Bild 262*, die die tatsächliche Stromrichtung angeben, entnehmen kann, hat der Basisstrom automatisch eine solche Richtung, daß er das Basispotential in der richtigen Richtung von $\varphi_D = -5$ V auf $\varphi_B = -0{,}2$ V anhebt.

β) Basisschaltung

Nach dem *Prinzipschaltbild 263 (a)* benötigt auch die Basisschaltung eine Batterie mit Anzapfung. Wird beispielsweise verlangt, daß der Transistor in der Basisschal-

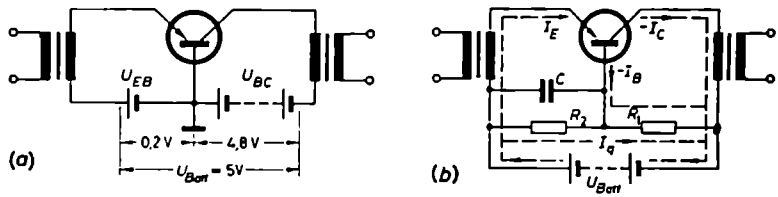


Bild 263. Basisschaltung eines pnp-Transistors. (a) Prinzipschaltung; (b) technische Ausführung unter Benutzung eines Spannungsteilers zur Erzeugung der Vorspannung

tung auf dem gleichen Arbeitspunkt wie in der Emitterschaltung arbeitet, soll also, wie im vorigen Abschnitt, $-U_{CE} = 5$ V, $-I_C = 4$ mA, $-I_B = 100$ μA und $U_{EB} = 0{,}2$ V sein, so muß die Batterie eine Gesamtspannung von 5,0 V mit einer Anzapfung bei 0,2 V/4,8 V erhalten. Um genauer einstellbare Werte für U_{EB} zu bekommen, wird auch hier die Anzapfung durch eine Spannungsteilerschaltung aus den beiden Widerständen R_1 und R_2 ersetzt (*Bild 263 b*). Wie den eingezeichneten Strompfeilen zu entnehmen ist, fließt über R_2 nur der Querstrom I_q und über R_1 die Summe aus I_q und $-I_B$. Da über R_2 die Emitterspannung von $U_{EB} = 0{,}2$ V und über R_1 die Basisspannung von $U_{BC} = 4{,}8$ V auftreten muß, hat man R_2 bei einem Querstrom von 0,1 mA einen Wert zu erteilen von

$$R_2 = \frac{U_{EB}}{I_q} = \frac{0{,}2\text{ V}}{0{,}1\text{ mA}} = 2\text{ k}\Omega$$

R_1 errechnet sich zu

$$R_1 = \frac{U_{BC}}{I_q + -I_B} = \frac{4{,}8\text{ V}}{(0{,}1 + 0{,}1)\text{ mA}} = 24\text{ k}\Omega$$

R_2 wird zweckmäßigerweise wieder durch einen Kondensator C überbrückt, damit die über den Transformator eingekoppelte Steuerwechselspannung möglichst in voller Stärke dem Transistoreingang zur Verfügung steht und sich nicht ungünstig über dem kleinen Transistoreingangswiderstand von etwa 70···100 Ω und dem R_2-Widerstand von 2 kΩ aufteilt.

γ) Kollektorschaltung

Das Prinzip der Kollektorschaltung ist im *Bild 264* (*a*) angegeben. Damit der Transistor in dieser Schaltung den gleichen Arbeitspunkt wie in den beiden anderen

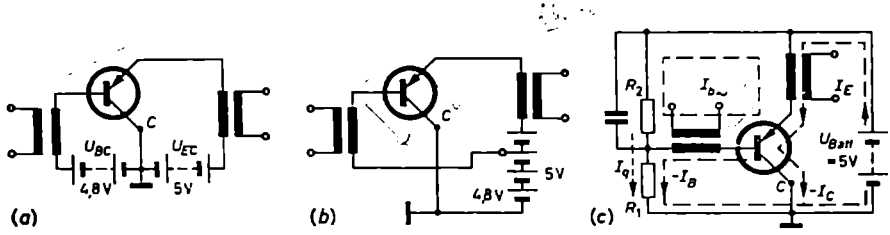


Bild 264. Kollektorschaltung eines pnp-Transistors. (a) Getrennte Batterien für Basis- und Emittervorspannung; (b) Verwendung einer gemeinsamen Batterie mit Anzapfung; (c) Spannungsteilerschaltung zur Gewinnung der Basisvorspannung

Schaltungen einnimmt, muß die U_{CE}-Batteriespannung einen Wert von, absolut genommen, 5 V und die U_{BC}-Batterie einen Wert von 4,8 V erhalten, denn dann nimmt die Spannung zwischen Emitter und Basis gerade den Wert $U_{EB} = +0{,}2$ V an. Beweis: In bezug auf den Kollektor hat die Basis ein Potential von $\varphi_B = +4{,}8$ V und der Emitter ein Potential von $\varphi_E = +5$ V. Damit wird $U_{EB} = \varphi_E - \varphi_B = 5\text{ V} - 4{,}8\text{ V} = 0{,}2$ V.

Unter Benutzung einer einzigen Batterie, aber mit Anzapfung, ergibt sich *Bild 264* (*b*). Aus ihm entsteht *Bild 264* (*c*), wenn man statt der Anzapfung einen Spannungsteiler aus den Widerständen R_1 und R_2 vorsieht. Nach den eingetragenen Strömen und ihren Richtungen muß R_2 eine Größe erhalten von

$$R_2 = \frac{U_{EB}}{I_q} = \frac{0{,}2\text{ V}}{0{,}1\text{ mA}} = 2\text{ k}\Omega$$

und R_1 eine Größe von

$$R_1 = \frac{U_{BC}}{I_q + -I_B} = \frac{4{,}8\text{ V}}{(0{,}1 + 0{,}1)\text{ mA}} = 24\text{ k}\Omega$$

Der Widerstand R_2 wird aus wechselstromtechnischen Gründen wieder durch einen Kondensator C überbrückt.

Bei einer Vertauschung in der zeichnerischen Anordnung von Emitter und Kollektor erhält man *Bild 265* (*a*), und wenn man dabei auf den Querstrom ganz verzichtet

und die Basis sich allein die nötige Vorspannung erzeugen läßt, *Bild 265 (b)*. In diesem Fall erhält R_1 eine Größe von

$$R_1 = \frac{U_{BC}}{-I_B} = \frac{4{,}8\,\mathrm{V}}{0{,}1\,\mathrm{mA}} = 48\,\mathrm{k\Omega}$$

Geht man schließlich von der transformatorischen Einspeisung zur kapazitiven Einkopplung der Steuerwechselspannung über, so kommt man zu den *Bildern 265 (c* und *d)*. In allen Schaltungen vom *Bild 265* ist das Erdzeichen vom Kollektor weg

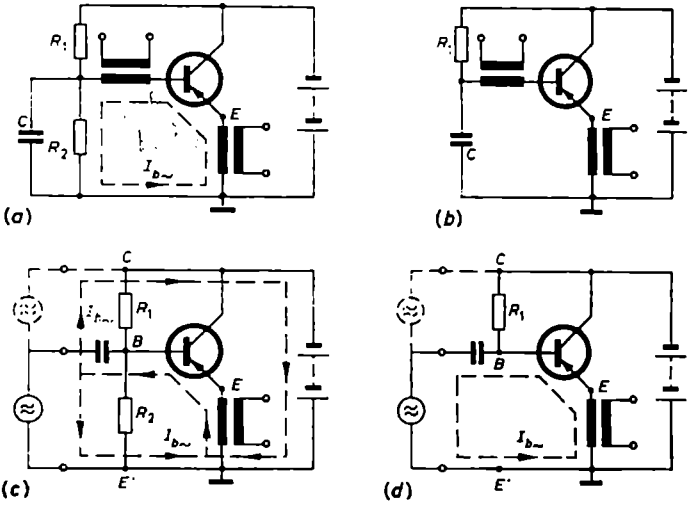


Bild 265 (a bis d). Kollektorschaltung in verschiedenen Darstellungsformen

an den unteren Punkt der Emitterzuleitung gesetzt worden. Dies bedeutet, daß gleichstrommäßig der Emitter Erdpotential führt, denn die Übertragerwicklung zeigt keinen merklichen Gleichspannungsverbrauch. Wechselstrommäßig wird dagegen nach wie vor der Kollektor auf Erdpotential gehalten, denn die U_{CE}-Batterie bedeutet für den Wechselstrom keinen Widerstand, wohl aber der durch den Übertrager in die Emitterleitung hineintransformierte Lastwiderstand. Insofern bildet, wechselstrommäßig betrachtet, der Kollektor auch in diesen Schaltbildern die dem Ein- und Ausgangskreis gemeinsame Elektrode. Hierauf ist es auch zurückzuführen, daß es einerlei ist, ob man den Signalgenerator, wie im *Bild 265* (c und d), zwischen Basis und Kollektor oder zwischen Basis und Erdpunkt *E'* anschließt.

b) Arbeitspunktstabilisierung

Ein wichtiger Punkt beim Entwurf einer Transistorstufe bildet die richtige Stabilisierung des Transistors. Die Stabilisierung verfolgt das Ziel, seine Schaltungseigenschaften unabhängig von Exemplarstreuungen und Temperatureinflüssen konstant-

zuhalten. Dazu gehört als erstes, daß der Arbeitspunkt festgehalten wird. Einer Kollektorruhestromänderung darf nur ein geringer Spielraum gelassen werden. Die Stabilisierung des Arbeitspunktes wird durch eine passend dimensionierte Gegenkopplung erreicht; sie kann entweder in einer Gleichstrom- oder in einer Gleichspannungsgegenkopplung bestehen.

Die Stromgegenkopplung benutzt einen Widerstand R_E in der Emitterleitung, also in der dem Ein- und Ausgangskreis gemeinsamen Leitung (*Bild 266*). Der Emitterwiderstand R_E entspricht in gewisser Beziehung dem Katodenwiderstand R_k einer

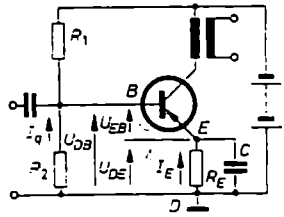


Bild 266. Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichstromgegenkopplung über den Emitterwiderstand R_E

Röhre. Der Katodenwiderstand der Röhre wurde ursprünglich deshalb in die Schaltung eingebaut, um dem Gitter auf automatischem Wege seine negative Vorspannung zu erteilen und dadurch die Gitterbatterie einzusparen; dies kann der Emitterwiderstand nicht. Der Gleichstrom in ihm hat nicht die Richtung, daß er an R_E die erforderliche negative Vorspannung der Basis gegenüber dem Emitter hervorrufen und dadurch den Spannungsteiler $R_1 R_2$ überflüssig machen könnte. Im Gegenteil, bei der Dimensionierung von R_2 muß beachtet werden, daß die an R_2 auftretende Spannung U_{DB} um den Spannungsfall U_{DE} an R_E größer als die Vorspannung U_{EB} werden muß; vergleiche hierzu die Spannungspfeile im *Bild 266*. Es muß sein

$$U_{DB} = U_{DE} + U_{EB} \tag{216}$$

Hat R_E beispielsweise den Wert 500 Ω und soll $I_k = 3$ mA und die Vorspannung $U_{EB} = 0{,}2$ V sein, so hat man R_2 so zu wählen, daß sich an ihm eine Gleichspannung ausbildet von

$$U_{R2} = U_{DB} = 500\ \Omega \cdot 3\ \text{mA} + 0{,}2\ \text{V} = 1{,}7\ \text{V}$$

Wenn nun auch R_E hinsichtlich der Vorspannungserzeugung nicht dem Katodenwiderstand R_k entspricht, so sind sie doch hinsichtlich ihrer stabilisierenden Wirkung einander gleich (bei der Röhre ist dieser Punkt an Hand von *Bild 82* behandelt worden). Wenn sich zum Beispiel wegen innerer oder äußerer Temperaturzunahme oder beim Austausch eines Transistors infolge Exemplarstreuungen der Kollektorstrom I_C erhöht, wird sich der ihm proportionale Emitterstrom I_E ebenfalls erhöhen und dadurch den Spannungsfall U_{DE} an R_E nach dem Potentialplan im *Bild 267* auf U'_{DE} vergrößern.

Wird dabei das Potential von B oder die Spannung U_{DB} durch einen genügend niederohmigen Spannungsteiler $R_1 R_2$ konstantgehalten, so verringert sich die posi-

tive Vorspannung U_{EB} des Emitters gegenüber der Basis etwas. Bei kleinerer Durchlaßspannung U'_{EB} wird aber der Basisstrom reduziert und damit der ihm proportionale Kollektorstrom I'_C in Richtung auf den alten Wert I_C zurückgeführt.

Der Widerstand R_E hat Werte in der Größenordnung von ganz wenigen Ohm in den Endstufen bis maximal etwa 1000 Ω in den Vorstufen. Seine stabilisierende Wirkung ist, wie bei jeder Stromgegenkopplung, um so größer, je größer er ist. Er kann aber nicht beliebig groß gemacht werden, da die Batteriespannung stets um den Spannungsfall an ihm größer als die eigentliche Betriebsspannung zwischen Emitter

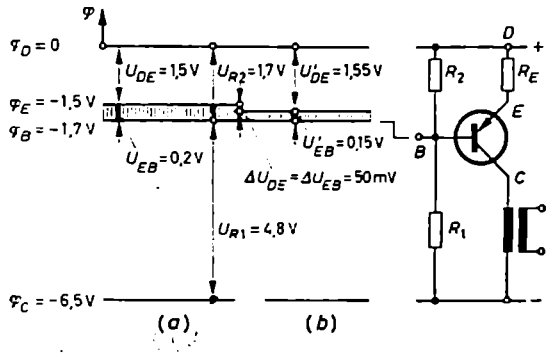


Bild 267. Potentialplan für eine Emitterschaltung mit Emitterwiderstand und niederohmigem Basisspannungsteiler. (a) Potentiale an einem Mittelwertstransistor bei Normaltemperatur; (b) automatische Verringerung von U_{EB} auf U'_{BE} bei Zunahme des Kollektor- und Emitterstromes infolge Temperaturerhöhung oder Exemplarstreuung

und Kollektor sein muß. Es zeigt sich, daß für eine gute Stabilisierungswirkung ein Spannungsfall von etwa 1 V an R_E fast immer ausreichend ist. Von einer genauen Durchrechnung des ganzen Stabilisierungsproblemes bei Temperaturschwankungen und Exemplarstreuungen und der Entwicklung entsprechender Dimensionierungsformeln muß hier abgesehen werden. Wie *Bild 266* andeutet, wird R_E ähnlich dem Katodenwiderstand einer Röhre in den meisten Fällen kapazitiv überbrückt, damit an ihm wohl die den Arbeitspunkt stabilisierende Gleichstromgegenkopplung, aber nicht gleichzeitig auch eine Wechselstromgegenkopplung auftritt.

Bild 268 zeigt eine andere Stabilisierungsschaltung. Es wird die im Kollektorkreis bei einer Änderung des Kollektorstromes am Widerstand R_L auftretende Spannungsänderung oder Potentialverschiebung über den jetzt nicht mehr an D, sondern am Kollektor C angeschlossenen Spannungsteiler $R_1 R_2$ auf den Eingangskreis zurückgekoppelt. Die Vorspannung U_{BE} ist entsprechend der Einstellung der Spannungsteilung stets gleich einem bestimmten Bruchteil der zwischen C und E auftretenden Spannung U_{CE}. Ändert sich diese bei einer durch Temperatureinflüsse oder Exemplarstreuung bewirkten Kollektorstromänderung, so ändert sich, wie der Potentialplan im *Bild 269* veranschaulicht, auch U_{BE}. Wächst beispielsweise der Kollektorstrom als Folge einer Temperaturerhöhung, so nimmt der Spannungsfall an R_L zu.

Dies bewirkt, daß die Spannung U_{CE} über dem Transistor und damit auch die Basisvorspannung U_{BE} zurückgehen. Eine abnehmende Vorspannung aber verkleinert den Kollektorruhestrom I_C. Bei geschickter Dimensionierung kann die Verkleinerung des Kollektorstromes seine Vergrößerung durch Temperaturanstieg weitgehend kompensieren.

Die Stabilisierungsschaltung nach *Bild 268* ist um so wirksamer, je größer R_L ist, weil dann kleine Kollektorstromschwankungen schon große Spannungsänderungen

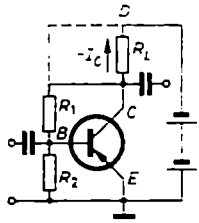


Bild 268. Arbeitspunktstabilisierung durch Spannungsgegenkopplung

hervorrufen. Der Belastungswiderstand R_L soll in dieser Schaltung wenigstens 1/5 der Speisegleichspannung aufnehmen. Er muß ein ohmscher Widerstand sein, weil an ihm Gleichspannungsänderungen auftreten müssen. Fehlt er in dieser Form, wie zum Beispiel in Treiberstufen mit Ausgangsübertragern, so muß der Spannungsteiler am Kollektor der vorhergehenden Stufe angeschlossen werden.

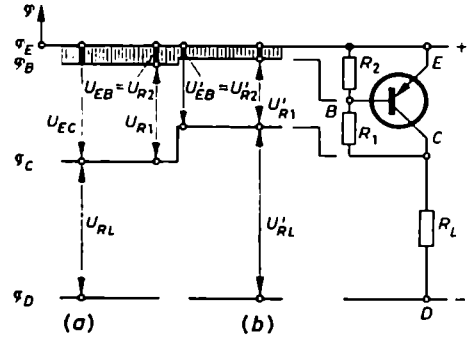


Bild 269. Potentialplan für eine Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung vom Kollektor aus. (a) Potentiale an einem Mittelwertstransistor bei Normaltemperatur; (b) Potentialverschiebungen bei Temperaturerhöhung oder Exemplarstreuung

Während man in der Schaltung nach *Bild 266* durch kapazitives Überbrücken von R_E verhindern kann, daß neben der Gleichstrom- auch eine Wechselstromgegenkopplung stattfindet, ist dies in der Schaltung nach *Bild 268* nicht so leicht möglich. Will man den Gegenkopplungsfaktor für die Signalfrequenzen wesentlich reduzieren, muß man zwischen R_1 und den Kollektoranschlußpunkt eine sehr große

Drossel schalten oder den Widerstand R_1 in zwei Widerstände aufteilen und von dem Punkt zwischen den Teilwiderständen einen genügend großen Kondensator nach Erde hinüberschalten.

Gegen Einflüsse von Temperaturschwankungen der Umgebung läßt sich ein Transistor auch dadurch stabilisieren, daß man in den $R_1 R_2$-Spannungsteiler an Stelle von R_2 oder besser in geschickter Kombination mit ihm einen Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten einsetzt, also beispielsweise einen NTC-Widerstand oder Thernewid (*Bild 270*). Mit wachsender Außentemperatur nimmt der

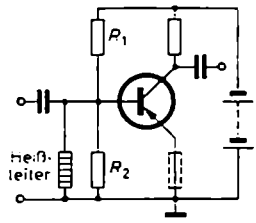


Bild 270. Arbeitspunktstabilisierung durch Heißleiter oder NTC-Widerstand

Widerstand der Heißleiter-R_2-Kombination ab. Dadurch geht die Spannung an dieser Strecke, nämlich die Vorspannung U_{BE}, zurück. Die Folge davon ist, daß der Kollektorstrom nicht so stark wachsen kann, wie er es ohne Temperaturkompensation getan hätte. Der Heißleiter wird deshalb mit einem ohmschen Widerstand kombiniert, weil er für sich allein eine exponentielle Abnahme der Vorspannung mit der Temperatur hervorrufen würde, sie aber in Wirklichkeit eine annähernd temperaturlineare Verschiebung erfahren muß. Soll durch einen Heißleiter auch die innere Selbsterwärmung eines Transistors, hervorgerufen durch eine zu große Kollektorverlustleistung, ausgeglichen werden, so muß durch konstruktive Maßnahmen dafür gesorgt werden, daß zwischen Heißleiter und Transistor ein guter Wärmeübergang stattfindet. Der Heißleiter muß möglichst immer die gleiche Temperatur wie der Transistorkristall annehmen.

Während die Stromgegenkopplung über R_E für Endstufen mittlerer und größerer Leistung wegen des hohen Spannungs- und Leistungsbedarfs von R_E kaum anwendbar ist und die Methode der Spannungsgegenkopplung meistens nicht ganz ausreicht, können mit einem passenden Heißleiter selbst Endstufen großer Leistung bis zu hohen Temperaturen vollkommen sicher stabilisiert werden.

c) Phasenverhältnisse zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen

α) Emitterschaltung

Von den Wechselspannungen am Gitter und an der Anode einer Elektronenröhre ist bekannt, daß sie gegenphasig verlaufen. Wie liegen die Verhältnisse in einer Transistorschaltung? Dies soll für die Emitterschaltung an Hand von *Bild 271* untersucht werden.

Bild 271 (a) zeigt noch einmal das Prinzip der Emitterschaltung. Es soll angenommen werden, daß der Eingangsübertrager verlustlos ist, also keinen Gleichstromwiderstand hat. Die ausgezogenen Pfeile kennzeichnen die Richtung der Gleichströme, die gestrichelten geben die momentane Richtung der Wechselströme an, und zwar für einen Zeitmoment t_1, in dem die Eingangsspannung u_1 die gezeichnete Richtung hat. Im *Bild 271 (b)* sind die Potentiale der drei Elektroden aufgetragen. Das Potential des Emitters wird zu Null angenommen; $\varphi_E = 0$. Die Basis hat dem Emitter gegenüber ein schwach negatives Ruhepotential von etwa $-0{,}1 \cdots -0{,}3$ V.

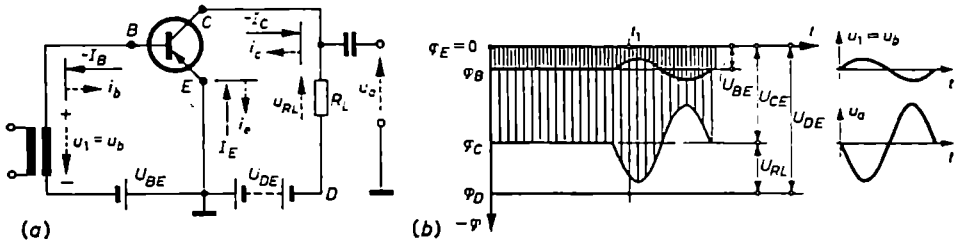


Bild 271 (a und b). Darstellung der Phasenverhältnisse zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen einer Emitterschaltung

Das Ruhepotential des Kollektors ist stärker negativ; $\varphi_C = U_{CE}$. Außer der Kollektorspannung muß die Spannungsquelle die Spannung für den Stromdurchgang durch den Belastungswiderstand R_L aufbringen. Der Spannungsfall an R_L ist so gerichtet, daß der Punkt D das tiefste negative Potential hat. Ist beispielsweise $U_{CE} = (-)\,4$ V und $U_{RL} = 2$ V, so muß die Batterie eine Spannung von 6 V haben; damit wird $\varphi_D = -6$ V.

Sobald über den Eingangsübertrager zusätzlich zur Gleichspannung eine Wechselspannung eingespeist wird und sie im Zeitmoment t_1 eine solche Richtung hat, daß sie der Vorspannung entgegenwirkt, so wird das negative Potential der Basiselektrode verkleinert. Die resultierende Spannung zwischen Basis und Emitter wird kleiner; dadurch nimmt der Basisstrom etwas ab. Dem Gleichstrom $-I_B$ überlagert sich gewissermaßen in diesem Moment ein kleiner entgegengesetzt gerichteter Wechselstrom i_b. Dies wirkt sich wegen der zwischen den Strömen herrschenden Proportionalität auch auf den Emitter- und Kollektorstrom aus. Auch hier überlagern sich den Gleichströmen Wechselströme, und zwar verstärkte. Sie sind ebenfalls im Zeitmoment t_1 den Gleichströmen entgegengerichtet; der resultierende Kollektorstrom wird kleiner. Dadurch geht der Spannungsfall an R_L zurück, so daß sich das Potential von C in Richtung auf das des Punktes D, also zu negativeren Werten hin, verschiebt.

Demnach ist es so, daß sich in den Momenten, in denen das Potential von B positiv ansteigt, das Potential von C zu negativeren Werten senkt. Dies ist aber gleichbedeutend mit einem gegenphasigen Verlauf der Ein- und Ausgangsspannungen. Hinsichtlich der Phasenbeziehungen herrschen in der Emitterschaltung die gleichen

Verhältnisse wie in der Katodenbasisschaltung einer Röhre. Die Gegenphasigkeit ergab sich übrigens auch aus den Vierpolgleichungen, wie *Beispiel 36* im Abschnitt I.5.b) zeigte.

β) Basisschaltung

In der Basisschaltung nach *Bild 272 (a)* liegt die Basis auf dem Potential Null; das Potential φ_E des Emitters ist schwach positiv. Solange keine Steuerspannung auftritt, führt der Kollektor ein konstantes negatives Potential φ_C, das sich zum Punkt

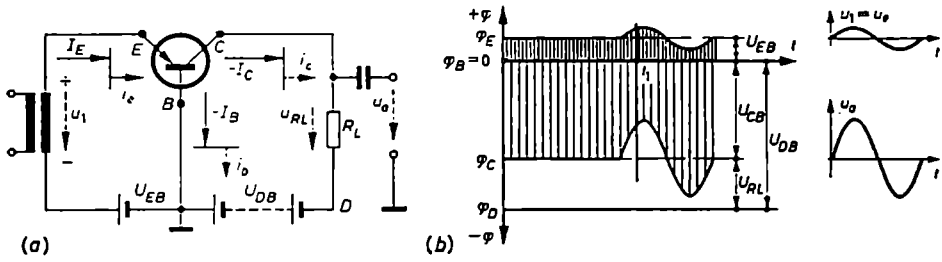


Bild 272 (a und b). Darstellung der Phasenverhältnisse zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen der Basisschaltung

D hin um den Gleichspannungsfall an R_L auf den noch negativeren Wert φ_D des rechten Endes der Spannungsquelle senkt.

Sobald über den Eingangsübertrager eine kleine Wechselspannung u_1 der gezeichneten Richtung eingespeist wird, addieren sich die Vorspannung U_{EB} und Steuerspannung u_1. Das Potential φ_E hebt sich, die resultierende positive Spannung zwischen Emitter und Basis wird größer. Dadurch steigt der Steuerstrom um i_e an. Er hat auf der Kollektorseite einen Strom i_c zur Folge. Seine Richtung ist so, daß am Belastungswiderstand ein erhöhter positiver Spannungsfall auftritt, durch den das Potential von C angehoben wird. Das Resultat ergibt, daß sich die Potentiale der Steuerelektrode E und der Ausgangselektrode C im gleichen Sinn heben und senken (*Bild 272 b*). Dies ist gleichbedeutend mit der Aussage, daß in der Basisschaltung Ein- und Ausgangsspannung gleichphasig verlaufen.

γ) Kollektorschaltung

In der Kollektorschaltung nach *Bild 273 (a)* liegt der Kollektor auf dem Potential Null; das Potential φ_B wird durch die Basisbatterie auf einen positiven Wert von zum Beispiel + 4,8 V angehoben. Da der Emitter beim pnp-Transistor der Basis gegenüber positiv vorgespannt sein muß, und zwar um etwa 0,2 V, muß er auf ein Potential von $\varphi_E = +5$ V gelegt werden. Unter Berücksichtigung des Spannungsfalls am R_L-Widerstand, der bei 1 kΩ und $I_E = 3$ mA 3 V beträgt, muß das Potential von D durch die Emitterbatterie auf +8 V gebracht werden.

Wird im Zeitmoment t_1 über den Eingangsübertrager eine kleine Wechselspannung u_1 der gezeichneten Richtung eingespeist, so ruft sie einen Wechselstrom i_b hervor, der dem Basisruhestrom $-I_B$ entgegengesetzt ist. Dies hat eine um den Stromverstärkungsfaktor größere Abnahme des Emitterstromes zur Folge und damit

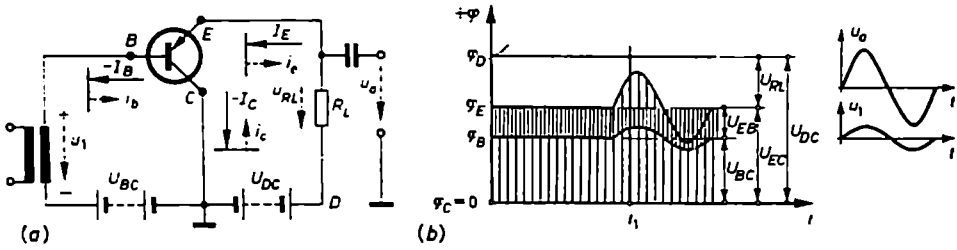


Bild 273 (a und b). Darstellung der Phasenverhältnisse zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen der Kollektorschaltung

auch eine Abnahme des Spannungsfalls an R_L, so daß das Potential φ_E in Richtung auf den Wert φ_D angehoben wird. Wie *Bild 273* (*b*) veranschaulicht, ist dies mit einem gleichphasigen Verlauf der Ein- und Ausgangsspannung gleichbedeutend.

Im ganzen betrachtet, ergibt sich, daß die Transistorgrundschaltungen hinsichtlich der Phasenverhältnisse die gleichen Eigenschaften wie die entsprechenden Röhrengrundschaltungen zeigen; in der Emitter- und Katodenbasisschaltung verlaufen Ein- und Ausgangsspannung gegenphasig, in der Basis- und Gitterbasisschaltung und ebenso in der Kollektor- und Anodenbasisschaltung verlaufen sie gleichphasig.

d) Kopplung zweier Transistorstufen

Zur Kopplung zweier Transistorstufen eignet sich am besten die transformatorische. Sie gestattet die beste Annäherung an die ideale Leistungsanpassung. Einfacher und billiger im Aufbau ist die *RC*-Kopplung. Die *Bilder 274* (*a* und *b*) zeigen die Prinzipschaltung eines zweistufigen Verstärkers mit Übertrager- beziehungsweise *RC*-Kopplung.

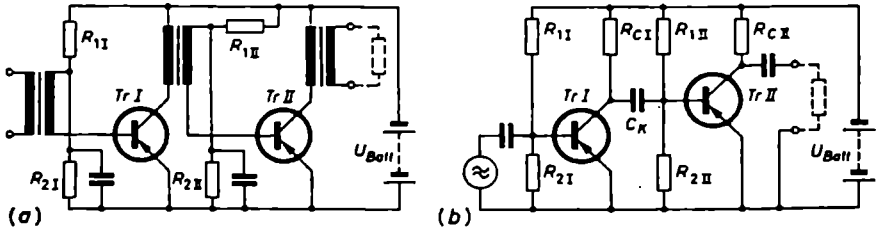


Bild 274. Zweistufiger Transistorverstärker ohne Stabilisierungsmaßnahmen. (a) mit Übertragerkopplung, (b) mit *RC*-Kopplung

Bei der Übertragerkopplung ist zwischen zwei aufeinanderfolgende Transistorstufen ein Übertrager geschaltet. Mit ihm wird der sekundärseitige Belastungswiderstand, der im wesentlichen aus dem Eingangswiderstand R_{ein} des zweiten Transistors und dem Basisspannungsteiler $R_1 R_2$ besteht, auf die Primärseite transformiert. Entsprechend dem Übersetzungsverhältnis erscheint er dort mit einem bestimmten Wert R_L. An dieses R_L gibt die erste Transistorstufe ihre Energie ab. Bei der RC-Kopplung liegt im Kollektorkreis ein reeller Widerstand. Er wird nicht mit R_L, sondern mit R_C bezeichnet, da er wechselstrommäßig gesehen nur einen Teil des Kollektorbelastungswiderstandes R_L ausmacht. Die sich an R_C ausbildende Wechselspannung wird wie bei der Röhre über einen Koppelkondensator, mit C_K bezeichnet, auf die Eingangsseite der nächsten Transistorstufe übertragen. Ihr Widerstand setzt sich aus dem Transistoreingangswiderstand und dem wirksamen Widerstand des Basisspannungsteilers zusammen. Um Verwechslungen in den Widerstandsbezeichnungen zu vermeiden, sollen in den folgenden Betrachtungen und Ableitungen die Transistorein- und -ausgangswiderstände nicht mehr mit R_1 und R_2, sondern mit R_{ein} und R_{aus} bezeichnet werden. Die Zugehörigkeit zu einer bestimmten Verstärkerstufe wird, wenn nötig, durch die Indizes I, II, III ... gekennzeichnet.

Bei der RC-Kopplung müssen stärkere Fehlanpassungen in Kauf genommen werden. Sie weist dafür den Vorzug auf, daß wegen der hochohmigen Stromeinspeisung die Verzerrungen relativ geringbleiben. Die transformatorische Kopplung ermöglicht die Anwendung einer geringeren Betriebsspannung, da ihre Wicklungswiderstände kleiner als die Widerstände der RC-Glieder sind und demgemäß kleinere Gleichspannungsverluste verursachen; sie bereitet allerdings bei der Übertragung breiter, tiefgelegener Frequenzbänder Schwierigkeiten.

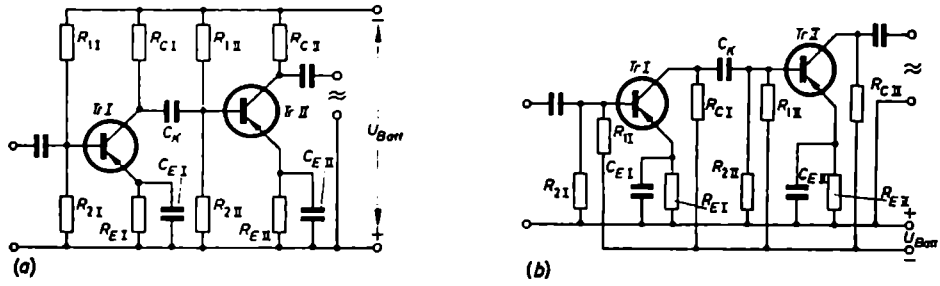


Bild 275 (a und b). Zweistufiger Transistorverstärker mit Arbeitspunktstabilisierung in zwei verschiedenen Darstellungsweisen

Während die Schaltungen vom *Bild 274* ohne jede Stabilisierungsmaßnahmen arbeiten, zeigen die *Bilder 275* (*a* und *b*) einen Verstärker mit Stabilisierungswiderständen R_E in den Emitterleitungen. Die Emitterwiderstände sind kapazitiv überbrückt, damit keine Wechselstromgegenkopplung stattfindet. Die im *Bild 275* (*b*) wiedergegebene Schaltung entspricht genau der vom *Bild 275* (*a*); die Schaltmittel sind lediglich etwas anders angeordnet. Diese Darstellungsart stimmt weitgehend

mit der in den Röhrenschaltbildern gebräuchlichen überein. Dort werden auch die Gleichspannungen (Anodenspannungen) nicht von oben, sondern von unten an die Anodenwiderstände und die übrige Schaltung herangeführt.

Im *Bild 276* ist ein dreistufiger Mikrofonverstärker dargestellt. Er benutzt in der ersten und zweiten Stufe zur Einstellung der Basispotentiale Spannungsteiler, dagegen in der dritten Stufe einen einfachen Vorwiderstand R_v. In der Endstufe mit ihren größeren Strömen ist außerdem, um die Leistungsverluste kleinzuhalten, auf

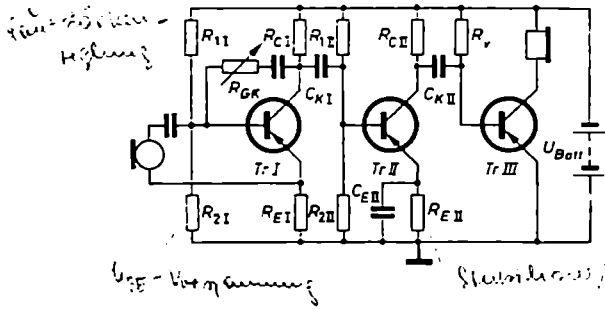


Bild 276. Prinzipschaltung eines dreistufigen Mikrofonverstärkers

eine Stabilisierung des Arbeitspunktes durch einen Emitterwiderstand verzichtet worden. Die Lautstärke wird mit Hilfe einer veränderbaren Wechselspannungsgegenkopplung zwischen Kollektor und Basis der ersten Stufe geregelt. Der Kondensator vor dem Regelwiderstand verhindert – wie bei der Spannungsgegenkopplung in den Röhrenschaltungen – eine Rückwirkung der Kollektorgleichspannung auf den Eingangskreis. Der direkte Anschluß des Mikrofons an den Emitter statt an Masse, wie im *Bild 275*, erspart einen Überbrückungskondensator für R_E, wenn man keine Wechselstromgegenkopplung wünscht; allerdings setzt er ein Mikrofon mit erdfreien Anschlußleitungen voraus.

c) Dimensionierung einer *RC*-gekoppelten Anfangsstufe

Im Aufbau eines NF-Verstärkers unterscheidet man drei Verstärkerstufenarten: Anfangsstufen, Treiberstufen und Endstufen. Die Anfangsstufen dienen der sogenannten Kleinsignalverstärkung, die Treiber- und Endstufen der Großsignalverstärkung und eigentlichen Leistungserzeugung. In den Anfangsstufen wird hauptsächlich die *RC*-Kopplung, in der Treiber- und Endstufe der besseren Anpassung wegen die Übertragerkopplung angewendet.

Beim Entwurf der Anfangsstufen eines Verstärkers, etwa in Form der *RC*-Koppelschaltung vom *Bild 275*, stehen nicht die Erwärmungs- und Temperaturfragen im Vordergrund. Die zu verarbeitenden Leistungen sind hier so klein, daß zumindest die Eigenerwärmung keine Rolle spielt. Dennoch wird auch hier in praktisch allen Fällen der Arbeitspunkt stabilisiert. Man will dadurch den weiten Exemplarstreuungen begegnen und gleichzeitig bei starken Schwankungen der Außentemperatur zusammen mit dem Arbeitspunkt die Wechselstromverstärkungen konstanthalten.

Hinzu kommt, daß die Speisebatterie, deren Größe nach den Forderungen der Endstufe ausgelegt wird, meistens eine ziemlich hohe Spannung hat, von der man in den Anfangsstufen ohne weiteres einen Teil zu Stabilisierungszwecken abzweigen kann. Aus der Kleinheit der in den Anfangsstufen zu verarbeitenden Wechselspannungen und -ströme folgt weiterhin, daß man sie schlecht in den Kennlinienfeldern grafisch darstellen kann und daher die Ermittlung der Verstärkung und sonstigen Wechselstromeigenschaften am besten rechnerisch mit Hilfe der h-Parameter vornimmt.

α) Arbeitspunkt

Als erstes wird der Arbeitspunkt der Anfangsstufe festgelegt. Ganz generell gilt für alle Verstärkerstufenarten, nicht nur für die Anfangsstufen, daß der Arbeitspunkt A in seinen Werten $-U_{CE}$ und $-I_C$ entsprechend dem Diagramm im *Bild 277* so gewählt werden muß, daß unter Berücksichtigung der Wechselaussteuerung mit ihren Scheitelwerten $\hat{\imath}_c$ und $\hat{u}_c$ folgende Grenzwerte eingehalten werden:

$$1) \quad |I_{CE0} + \hat{\imath}_c| < |I_C| < |I_{C\,max\,zul}|$$

$$2) \quad |U_{C\,rest} + \hat{u}_c| < |U_{CE}| < |U_{CE\,max\,zu}|$$

$$3) \quad P_C = U_{CE} I_C \leqq P_{C\,max\,zul}$$

Man soll einerseits versuchen, I_C groß gegenüber I_{CE0} zu wählen, da dann Änderungen und Streuungen im Kollektorreststrom nicht so stark eingehen, andererseits ist es für die Dimensionierung günstiger, den Kollektorruhestrom nicht zu groß zu wählen. Einen guten Anhaltspunkt gewinnt man durch die Angaben in den Daten-

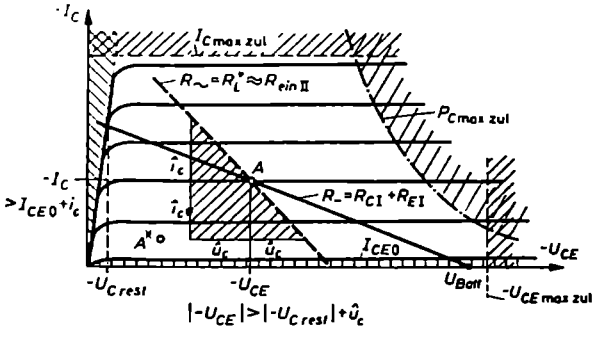


Bild 277. Zur Wahl des Arbeitspunktes einer Transistorverstärkerstufe. In Anfangsstufen mit *RC*-Kopplung verläuft die Wechselstromwiderstandsgerade $R_\sim$ stets steiler als die Gleichstromwiderstandsgerade R_-

blättern. Wenn man die Datenblätterarbeitspunkte der Anfangsstufentransistoren in das Kennlinienfeld einträgt, ist man zunächst darüber überrascht, daß sie alle im untersten Teil des Kennlinienfeldes nahe dem Koordinatenanfangspunkt an eine Stelle verlegt sind, an der kaum eine Kennlinie vorzufinden ist. Wie der Punkt A^* im *Bild 277* veranschaulicht, liegen die Arbeitspunkte zum Teil beängstigend nahe den Knickstellen in den Kennlinien, dafür aber weit von der Grenzleistungskurve

entfernt. In dieser eigenartigen Lage des Arbeitspunktes A kommt deutlich zum Ausdruck, daß erstens die Eigenerwärmung in den Anfangsstufen unkritisch ist und zweitens eine grafische Untersuchung der Verstärkungs- und Leistungseigenschaften im Kennlinienfeld wenig sinnvoll und genau ist.

Mit der Wahl des Arbeitspunktes liegt die Summe aus Kollektorwiderstand R_C und Emitterwiderstand R_E fest. Die beiden Widerstände R_C und R_E nehmen die Differenz zwischen der Batteriespannung U_{Batt} und der U_{CE}-Ruhespannung des Transistors auf. Es gilt

$$R_C + R_E = \frac{U_{Batt} - U_{CE}}{I_C} \tag{217}$$

Wenn keine besonderen Stabilisierungsprobleme vorliegen und U_{Batt} genügend groß ist, wählt man R_E so, daß an ihm etwa 1 V Spannung abfällt. Erfahrungsgemäß hat ein so dimensionierter Emitterwiderstand eine gute Stabilisierungswirkung.

β) Wechselstromverhältnisse

Die Untersuchung der Wechselstromvorgänge in der RC-Koppelschaltung soll an Hand von *Bild 278* vorgenommen werden; es bildet den Ausgangspunkt für die Aufstellung von Ersatzschaltbildern und zeigt alle wichtigen bei der Entwurfs-

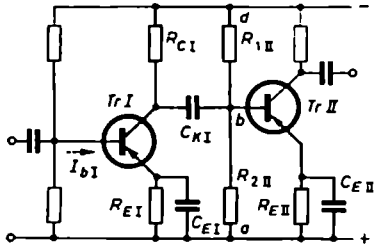


Bild 278. Zur Dimensionierung der RC-Koppelschaltung einer Anfangsstufe

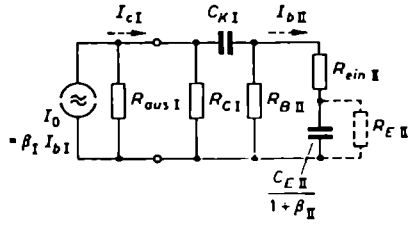


Bild 279. Vollständige Ersatzschaltung einer RC-gekoppelten Transistorverstärkerstufe

berechnung zu berücksichtigenden Schaltgrößen mit ihren Formelbezeichnungen. In Anlehnung an *Bild 252* kann man den Transistor *Tr I* durch eine Ersatzstromquelle mit dem Urstrom $I_0 = h'_{21} i_1 = \beta_I I_{b\,I}$ und dem Innenwiderstand $\frac{1}{h'_{22}} = R_{aus\,I}$ darstellen; dies ist im *Bild 279* geschehen. Die kollektorseitige Belastung des ersten Transistors besteht aus der Parallelschaltung von drei Widerständen. Es sind dies $R_{C\,I}$, dann der resultierende Widerstand $R_{B\,II}$ des zweiten Basisspannungsteilers $R_{1\,II} R_{2\,II}$ und schließlich der Eingangswiderstand $R_{ein\,II}$ des zweiten Transistors in Reihe mit dem Wechselstromwiderstand seines $R_E C_E$-Emitterblocks. Der resultierende Widerstand $R_{B\,II}$ des Basisspannungsteilers ist, da seine Endpunkte a und d (*Bild 278*) wegen des vernachlässigbar kleinen Wechselstrominnenwiderstandes der Speisebatterie wechselstrommäßig miteinander verbunden sind, gleich dem Parallelwiderstand aus $R_{1\,II}$ und $R_{2\,II}$.

Bei richtiger Dimensionierung ist in dem $R_{E\,II}C_{E\,II}$-Emitterblock der Widerstand $R_{E\,II}$ wechselstrommäßig durch den Kondensator $C_{E\,II}$ kurzgeschlossen. In das Ersatzschaltbild wird deshalb nur der Kondensator übernommen, aber nicht mit seinem aufgedruckten Kapazitätswert $C_{E\,II}$, sondern mit seinem elektrisch wirksamen Wert $C_{E\,II}(1 + \beta)$. Dies hängt damit zusammen, daß in der Ersatzschaltung über den Eingangswiderstand $R_{ein\,II}$ und den Emitterblock der Basiswechselstrom $I_{b\,II}$ fließt, in Wirklichkeit aber im Emitterblock der Emitterwechselstrom $I_{e\,II}$ wirksam ist. $I_{e\,II}$ ist im Kurzschlußfall um den Faktor $1 + \beta$ größer als $I_{b\,II}$ und ruft an $C_{E\,II}$ eine Spannung vom Wert $\frac{1}{\omega C_{E\,II}} I_{e\,II} = \frac{(1+\beta)}{\omega C_{E\,II}} I_{b\,II}$ hervor. Diese Spannung tritt im Eingangskreis als Rückkopplungsspannung – wegen der kapazitiven Phasenlage keine ausgesprochene Gegenkopplungsspannung – in Erscheinung und muß deshalb in dieser Größe auch im Ersatzschaltbild zum Ausdruck gebracht werden. Dies bedingt, daß dort für den Strom $I_{b\,II}$ als Ersatzkapazität der Wert $C_{E\,II}/(1 + \beta)$ einzutragen ist.

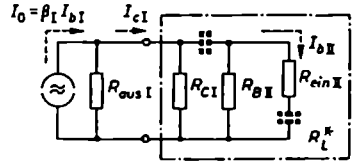


Bild 280. Vereinfachte Ersatzschaltung einer *RC*-Koppelschaltung zur Ermittlung des Belastungswiderstandes R_L^* und der Verstärkung v_m in der Mitte des Übertragungsbereiches

Im mittleren Frequenzbereich eines NF-Verstärkers sind bei richtiger Bemessung aller Schaltelemente die Kapazitäten C_K und C_E nicht wirksam, so daß für die Berechnung des resultierenden Lastwiderstandes R_L^* und der betrieblichen Verstärkungsmaße die Ersatzschaltung nach *Bild 279* in die vom *Bild 280* vereinfacht werden kann. Aus ihr liest man folgendes ab: Damit der Urstrom I_0 der ersten Stufe möglichst in voller Stärke in den zweiten Transistor fließt, muß man den Kollektorwiderstand $R_{c\,I}$ und den Basisspannungsteilerwiderstand $R_{B\,II}$ möglichst hochohmig gegenüber dem Eingangswiderstand $R_{ein\,II}$ machen. Kann der Innenwiderstand des ersten Transistors als groß gegenüber $R_{ein\,II}$ angesehen werden, darf die betriebliche Stromverstärkung $v_{i\,I}$ mit guter Näherung gleich der Kurzschlußstromverstärkung $\beta = h'_{21}$ gesetzt und damit geschrieben werden

$$v_{i\,I} = \frac{I_{c\,I}}{I_{b\,I}} \approx \beta = h'_{21}$$

Von dem Kollektorwechselstrom $I_{c\,I}$ fließt ein bestimmter Teil als Steuerstrom $I_{b\,II}$ in den zweiten Transistor hinein. Er berechnet sich aus dem Ansatz

$$\frac{I_{b\,II}}{I_{c\,I}} = \frac{R_L^*}{R_{ein\,II}}$$

zu

$$I_{b\,II} = \frac{R_L^*}{R_{ein\,II}} I_{c\,I}$$

oder, wenn man die Stromverstärkung $v_{i\,\mathrm{I}} \approx \beta_{\mathrm{I}}$ einführt, zu

$$I_{b\,\mathrm{II}} \approx \beta_{\mathrm{I}} \frac{R_L^*}{R_{ein\,\mathrm{II}}} I_{b\,\mathrm{I}} \tag{218}$$

R_L^* errechnet sich hierbei aus der Formel

$$\frac{1}{R_L^*} = \frac{1}{R_{C\,\mathrm{I}}} + \frac{1}{R_{B\,\mathrm{II}}} + \frac{1}{R_{ein\,\mathrm{II}}} \tag{219}$$

Als Steuerspannung für die zweite Stufe ist die sich am Eingangswiderstand $R_{ein\,\mathrm{II}}$ ausbildende Spannung maßgebend; für sie liefert das Ersatzschaltbild

$$U_{ein\,\mathrm{II}} = R_L^* I_{c\,\mathrm{I}}$$

oder

$$U_{ein\,\mathrm{II}} \approx \beta_{\mathrm{I}} R_L^* I_{b\,\mathrm{I}} \tag{220}$$

Da R_L^* im wesentlichen von $R_{ein\,\mathrm{II}}$ und weniger von $R_{C\,\mathrm{I}}$ und $R_{B\,\mathrm{II}}$ abhängt und $R_{ein\,\mathrm{II}}$ klein gegenüber dem Gleichstromwiderstand $R_- = R_{C\,\mathrm{I}} + R_{E\,\mathrm{I}}$ des Kollektorkreises ist, verläuft die Wechselstromwiderstandsgerade $R_\sim = R_L^* \approx R_{ein\,\mathrm{II}}$ im Kennlinienfeld wesentlich steiler als die Gleichstromwiderstandsgerade R_- (*Bild 277* und *283*). Je senkrechter die $R_\sim$-Gerade im Kennlinienfeld liegt, um so mehr nähert sich die betriebliche Stromverstärkung dem Wert der Kurzschlußstromverstärkung.

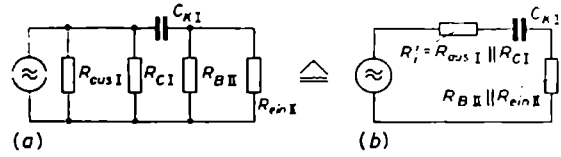


Bild 281 (a und b). Vereinfachung der Ersatzschaltungen zur Berechnung der Kapazität C_K des Koppelkondensators

Die Kondensatoren C_E und C_F bestimmen die untere Übertragungsfrequenz, denn je größer ihre Widerstände mit abnehmender Frequenz werden, desto mehr bleibt von der insgesamt zur Verfügung stehenden Spannung an ihnen hängen, um so weniger Energie kommt an den eigentlichen Nutzwiderstand $R_{ein\,\mathrm{II}}$. Da es nicht möglich ist, für beide Kondensatoren ein Ersatzschaltbild aufzustellen, aus dem sie beide nach dem Prinzip Wirkwiderstand gleich Blindwiderstand gemeinsam zu berechnen gewesen wären, wird zunächst der eine der beiden Kondensatoren, zum Beispiel $C_{E\,\mathrm{II}}/(1+\beta)$, außer acht gelassen und nur $C_{K\,\mathrm{I}}$ berücksichtigt. Es kann dann die Ersatzschaltung nach *Bild 279* durch die vom *Bild 281* (*a*) ersetzt und diese wiederum in bekannter Weise in eine Ersatzspannungsquelle mit dem Ersatzinnenwiderstand $R_i' = R_{aus\,\mathrm{I}} \| R_{C\,\mathrm{I}}$ umgewandelt werden (*Bild 281 b*). Aus dem letzten Ersatzschaltbild liest man ab, daß die untere Grenzfrequenz dort liegt, wo

$$\frac{1}{\omega_u C_K} = R_i' + (R_{B\,\mathrm{II}} \| R_{ein\,\mathrm{II}}) \tag{221}$$

ist. Falls die untere Übertragungsfrequenz vorgeschrieben ist, muß C_K einen Wert erhalten von

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \geqq \frac{1}{\omega_u} \frac{1}{R_i' + (R_{B\,\mathrm{II}} \| R_{\mathrm{ein\,II}})} \tag{222}$$

Ist der Ausgangswiderstand des Transistors *Tr I* groß gegenüber $R_{C\,\mathrm{I}}$ und $R_{B\,\mathrm{II}}$ groß gegenüber $R_{\mathrm{ein\,II}}$, kann Gl. (222) in die folgende Gleichung vereinfacht werden:

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \geqq \frac{1}{\omega_u} \frac{1}{R_{C\,\mathrm{I}} + R_{\mathrm{ein\,II}}} \tag{223}$$

Wie die Erfahrung und das folgende Zahlenbeispiel zeigen, ergeben beide Gleichungen für $C_{K\,\mathrm{erf}}$ so niedrige Werte, daß man den Kondensator C_K ohne besondere

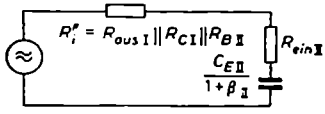


Bild 282. Ersatzschaltung zur Ermittlung der Kapazität C_E des Emitterkondensators der nachfolgenden Verstärkerstufe

Schwierigkeit und nennenswerte Preiserhöhung um ein Vielfaches größer als errechnet machen kann. Das hat zur Folge, daß nunmehr für die Übertragung der unteren Grenzfrequenz nicht mehr C_E, sondern allein der Emitterkondensator $C_{E\,\mathrm{II}}$ beziehungsweise sein transformierter Wert $C_{E\,\mathrm{II}}/(1 + \beta)$ maßgebend ist. Seine Größe läßt sich an Hand der Ersatzschaltung nach *Bild 282* berechnen. Es entsteht aus *Bild 279*, wenn man dort die Parallelwiderstände zu R_i'' zusammenfaßt und von der Ersatzstromquelle auf eine Ersatzspannungsquelle übergeht. Da die Ersatz-EMK nicht interessiert, wird sie nicht berechnet. Nach dem neuen Ersatzschaltbild muß an der unteren Übertragungsgrenze ω_u

$$\frac{1}{\omega_u C_{E\,\mathrm{II}}/(1+\beta)} = R_i'' + R_{\mathrm{ein\,II}}$$

sein. Hieraus folgt

$$C_{E\,\mathrm{II\,erf}} \geqq \frac{1}{\omega_u} \frac{1+\beta}{R_i'' + R_{\mathrm{ein\,II}}} \tag{224}$$

Hinsichtlich der oberen Grenzfrequenz ist in der RC-Koppelschaltung nicht viel zu berechnen. Da die erste Transistorstufe nahe dem Kurzschlußbetrieb arbeitet, stimmt ihre obere Grenzfrequenz praktisch mit der in den Datenblättern für die Emitterschaltung angegebenen f_β-Grenzfrequenz überein. Unter f_β wird die Frequenz verstanden, bei der die Kurzschlußstromverstärkung der Emitterschaltung auf Grund von Laufzeit- und Speichereffekten im Innern des Transistors auf das $1/\sqrt{2}$fache ihres Wertes bei tiefen Frequenzen zurückgeht.

Beispiel 39

Für einen Vorstärker, der mit einer Batteriespannung von $U_{B\mathrm{ett}} = 10$ V arbeitet, wird der Vorvorstärker in Form zweier RC-gekoppelter Anfangsstufen gesucht. Für beide

Stufen soll der Transistor OC 71 vorgesehen werden. Die Arbeitspunkte der beiden Stufen sollen den Tabellenwert von $-U_{CE} = 2$ V und $-I_C = 3$ mA einnehmen. Welche Werte sind den Schaltelementen der Koppelschaltung zu erteilen, wenn man sie nach *Bild 278* ausführt und als untere Übertragungsfrequenz 50 Hz wählt? Als obere Grenzfrequenz soll die f_β-Grenzfrequenz des Transistors, die nach den Datenblättern bei 10 kHz liegt, in Kauf genommen werden. Wie groß sind Steuerwechselstrom und -spannung des zweiten Transistors, wenn der erste aus einem niederohmigen Generator mit etwa 1 mV angesteuert wird?

1) Ermittlung von R_{C1} und R_{E1}

R_{C1} und R_{E1} nehmen die Differenz zwischen der Batteriespannung von $U_{Batt} = 10$ V und der Kollektor/Emitter-Spannung von $-U_{CE} = 2$ V auf. Nach Gl. (217) müssen sie einen Wert von

$$R_{C1} + R_{E1} = \frac{U_{Batt} - U_{CE}}{I_C} = \frac{10 - 2}{3} \frac{\text{V}}{\text{mA}} \approx 2{,}67\ \text{k}\Omega$$

haben. Wählt man R_{E1} zu etwa 0,33 kΩ, damit an ihm zwecks Stabilisierung des Arbeitspunktes 1 V Gleichspannung abfällt, muß $R_{C1} = 2{,}34$ kΩ groß sein.

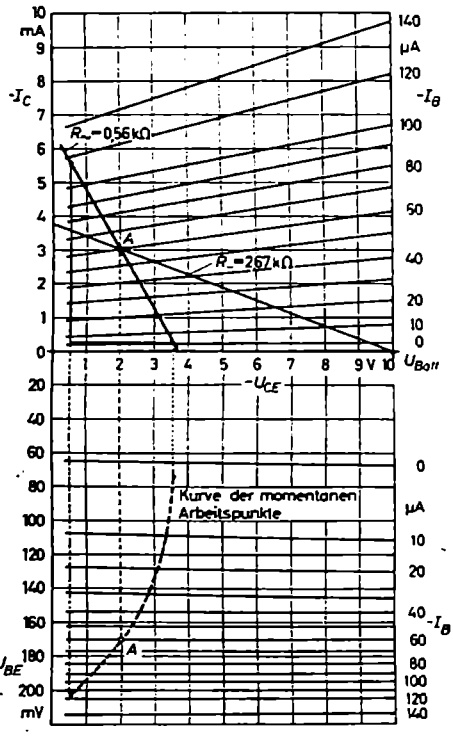


Bild 283. Kennlinienfeld des Transistors OC 71

2) Ermittlung von R_1 und R_2

Aus dem Kennlinienfeld des OC 71 (*Bild 283*) wird in dem gewählten Arbeitspunkt für den Basisruhestrom ein Wert von $-I_B = 60$ µA und für die Basis/Emitter-Ruhespannung ein Wert von $-U_{BE} = 0{,}17$ V abgegriffen. Da beide Transistoren in dem gleichen Arbeitspunkt arbeiten sollen, erhalten die Basisspannungsteiler der beiden Stufen die gleichen Abmessungen. Nach Gl. (216) muß die sich über dem Teilerwiderstand R_2 ausbildende Spannung einen Wert annehmen von

$$U_{R2} = U_{RE} + U_{EB} = 1\ \text{V} + 0{,}17\ \text{V}$$

Veranschlagt man für den Querstrom im Spannungsteiler einen Wert von $I_q = 100$ µA, so wird

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_q} = \frac{1{,}17\ \text{V}}{0{,}1\ \text{mA}} = 11{,}7\ \text{k}\Omega \approx 12\ \text{k}\Omega$$

Der andere Spannungsteilerwiderstand muß die Differenzspannung $U_{Batt} - U_{R2} = 10\ \text{V} - 1{,}17\ \text{V} = 8{,}83$ V aufnehmen. Da hier ein Gesamtstrom von $I_q + I_B = (100 + 60)$ µA $= 0{,}16$ mA fließt, ergibt sich für R_1 ein Wert von

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_q + I_B} = \frac{8{,}83\ \text{V}}{0{,}16\ \text{mA}} \approx 55\ \text{k}\Omega$$

Mit diesen Werten wird sowohl der Spannungsteiler für den ersten Transistor als auch der für den zweiten ausgeführt. Für die Signalübertragung, also für Wechselströme, liegen R_1 und R_2 zueinander parallel, da ihre Schaltungsanschlußpunkte a beziehungsweise d (*Bild 275*) wechselstrommäßig über den vernachlässigbar kleinen Innenwiderstand der Batterie miteinander verbunden sind und sie den anderen Anschlußpunkt b gemeinsam haben. Damit nimmt der Spannungsteiler einen resultierenden Widerstand an von

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 55}{67}\,\mathrm{k\Omega} \approx 9{,}9\,\mathrm{k\Omega}$$

3) Verstärkung im mittleren Frequenzbereich

Nach den Angaben in den Datenblättern hat der OC 71 in dem vorgesehenen Arbeitspunkt einen Ausgangsleitwert (bei Leerlauf am Eingang) von $h'_{22} \approx 80\,\mu\mathrm{S}$, oder anders ausgedrückt, einen ausgangsseitigen Innenwiderstand von

$$R_{aus} = 12{,}5\,\mathrm{k\Omega}$$

Sein Eingangswiderstand hat bei Kurzschluß auf der Kollektorseite einen Wert von

$$R_{ein} = h'_{11} = 0{,}8\,\mathrm{k\Omega}$$

Nach Gl. (205) und (207) gehen in die Betriebswerte von R_{ein} und R_{aus} strenggenommen auch die äußeren Belastungen R_L beziehungsweise R_G ein. Wie jedoch das *Zahlenbeispiel 36* im Abschnitt I. 5. b) zeigte, sind diese Abhängigkeiten so gering, daß man sie ohne Bedenken bei der ersten Entwurfsberechnung unberücksichtigt lassen kann. Der resultierende Belastungswiderstand R_L^* errechnet sich nach Gl. (219) zu

$$\frac{1}{R_L^*} = \frac{1}{R_{ein\,I}} + \frac{1}{R_{B\,II}} + \frac{1}{R_{ein\,II}} = \frac{1}{2{,}34\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{1}{9{,}9\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{1}{0{,}8\,\mathrm{k\Omega}} \approx 1{,}78\,\frac{1}{\mathrm{k\Omega}}$$

oder

$$R_L^* = 0{,}56\,\mathrm{k\Omega}$$

Wie der Vergleich von $R_L^* = 0{,}56\,\mathrm{k\Omega}$ mit dem Ausgangswiderstand des Transistors von 12,5 kΩ ergibt, arbeitet Transistor *Tr I* auf einen mehr als zwanzigmal kleineren Lastwiderstand und damit beinahe im Kurzschluß. Deswegen kann man die betriebliche Stromverstärkung von *Tr I* praktisch gleich der Kurzschlußstromverstärkung setzen, die nach den Datenblättern den Wert $\beta = h'_{21} = 47$ hat.

Nach Gl. (218) wird der zweite Transistor dann von einem Basisstrom der Größe

$$I_{bII} \approx \beta \frac{R_L^*}{R_{ein\,II}} I_{bI} = 47\,\frac{0{,}56\,\mathrm{k\Omega}}{0{,}8\,\mathrm{k\Omega}}\,I_{bI} = 32{,}9\,I_{bI}$$

ausgesteuert. Ihm ist nach Gl. (220) eine Steuerwechselspannung von

$$U_{ein\,II} = R_{ein\,II}\,I_{bII} \approx \beta\,R_L^*\,I_{bI} = 47 \cdot 0{,}56\,\mathrm{k\Omega} \cdot I_{bI} = 26{,}3\,\mathrm{k\Omega}\,I_{bI}$$

zugeordnet. Unter der Annahme, daß die Eingangswechselspannung des Verstärkers etwa 1 mV beträgt, ergibt sich für den Eingangswechselstrom I_{bI} ein Wert von

$$I_{bI} = \frac{U_{ein\,I}}{R_{ein\,I}} = \frac{1\,\mathrm{mV}}{0{,}8\,\mathrm{k\Omega}} = 1{,}25\,\mu\mathrm{A}$$

Dies bedeutet, daß der Transistor *Tr I* auf seiner Eingangsseite nur ganz schwach, im Scheitelwert um $i_{b\,I} = 1{,}25\sqrt{2} = 1{,}77\,\mu A$, ausgesteuert wird. Im Kennlinienfeld läßt sich hierfür kein Verstärkungsdreieck zeichnen. Die Aussteuerung von Transistor *Tr II* ist 32,9mal stärker, im Scheitelwert also etwa $58\,\mu A$. Wie dem Kennliniendiagramm entnommen werden kann, stellt dieser Wert praktisch die äußerste Grenze der zulässigen Aussteuerung von *Tr II* dar. Das Kennlinienfeld wird hierbei, wenn man den Belastungswiderstand von *Tr II* ebenfalls zu etwa $0{,}56\,k\Omega$ annimmt, auf der eingezeichneten Widerstandsgeraden $R_\sim = 0{,}56\,k\Omega$ zwischen etwa $I_B = 0$ und $-I_B = 120\,\mu A$ ausgesteuert. Hinzu kommt folgendes: Der Kurzschlußbetrieb von *Tr I* besagt nicht, daß der Transistor *Tr II* auf seiner Steuerseite aus einem sehr hochohmigen Generator gespeist wird und deshalb bei ihm reine Stromaussteuerung vorliegt. Aus der Ersatzschaltung nach *Bild 250* folgt, daß *Tr II* aus einem Generator gespeist wird, dessen Innenwiderstand R_G^* sich aus den Widerständen $R_{aus\,I}$, $R_{C\,I}$ und $R_{B\,II}$ zusammensetzt. Aus dem Ansatz

$$\frac{1}{R_G^*} = \frac{1}{R_{aus\,I}} + \frac{1}{R_{C\,I}} + \frac{1}{R_{B\,II}} = \frac{1}{12{,}5\,k\Omega} + \frac{1}{2{,}34\,k\Omega} + \frac{1}{9{,}9\,k\Omega} = 0{,}608\,\frac{1}{k\Omega}$$

ergibt sich

$$R_G^* \approx 1{,}65\,k\Omega$$

Dieser Widerstand ist nur etwa doppelt so groß wie der Eingangswiderstand von *Tr II*. Infolgedessen wird *Tr II* weder rein strom- noch rein spannungsgespeist. Es wird selbst dann, wenn *Tr I* an R_L^* einen rein sinusförmigen Strom abgibt, der von *Tr II* aufgenommene Strom nicht mehr ganz sauber sinusförmig sein, weil sich der Kollektorstrom $I_{c\,I}$ nicht linear auf die einzelnen Belastungswiderstände, vor allem $R_{C\,I}$ und $R_{ein\,II}$, aufteilt.

4) Koppelkondensator C_K

Der Koppelkondensator wird nach *Bild 281 (b)* und Gl. (222) berechnet. Man benötigt dazu den Innenwiderstand R_i' der Ersatzschaltung und den Parallelwiderstand aus $R_{b\,II}$ und $R_{ein\,II}$. Mit den Zahlenwerten dieses Beispiels wird

$$R_i' = \frac{R_{aus\,I}\,R_{C\,I}}{R_{aus\,I} + R_{C\,I}} = \frac{12{,}5 \cdot 2{,}34}{14{,}84}\,k\Omega \approx 2\,k\Omega$$

und

$$\frac{R_{B\,II}\,R_{ein\,II}}{R_{B\,II} + R_{ein\,II}} = \frac{9{,}9 \cdot 0{,}8}{10{,}7}\,k\Omega \approx 0{,}74\,k\Omega$$

Dies in Gl. (222) eingesetzt, ergibt

$$C_{K\,erf} \geq \frac{1}{\omega_u}\,\frac{1}{R' + (R_{B\,II} \parallel R_{ein\,II})} = \frac{1}{314\,s^{-1}}\,\frac{1}{(2 + 0{,}74)\,k\Omega}$$

oder

$$C_{K\,erf} \geq 1{,}16\,\mu F$$

Ein Wert um $1\,\mu F$ ist für einen Niedervolt-Elektrolytkondensator, wie er in Transistorgeräten verwendet wird, ein so niedriger Wert, daß man ihn ohne nennenswerten Mehraufwand an Preis, Raum und Gewicht auch durch einen $10\text{-}\mu F$-Kondensator ersetzen kann. In diesem Fall ist dann für die Lage der unteren Grenzfrequenz nicht mehr der

Koppelkondensator C_K, sondern allein der Emitterkondensator $C_{E\,II}$ verantwortlich. Er muß nach Gl. (224) einen Wert von

$$C_{E\,II\,erf} \geq \frac{1}{\omega_u} \frac{1 + \beta}{R_i'' + R_{ein\,II}}$$

erhalten. R_i'' hat entsprechend den Angaben im *Bild 282* den gleichen Wert wie der obenbenutzte Generatorwiderstand R_G^*. Damit erhält man

$$C_{E\,II\,erf} \approx \frac{1}{314\,s^{-1}} \frac{1 + 47}{(1{,}65 + 0{,}8)\,k\Omega} \approx 60\,\mu F$$

f) Treiberstufen

Unter einer Treiberstufe versteht man die unmittelbar vor der eigentlichen Endstufe liegende Verstärkerstufe. Sie hat die Aufgabe, die zur Aussteuerung der Endstufe benötigte Steuerleistung aufzubringen. Da Endstufen größerer Leistung meistens im Gegentaktbetrieb arbeiten und dann Eingangsübertrager mit einem Mittel-

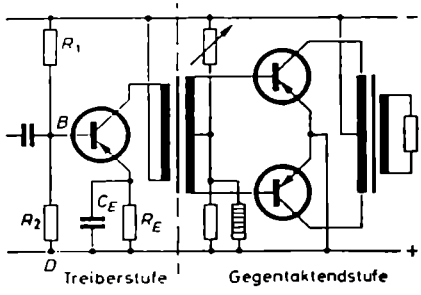


Bild 284. Prinzipschaltung einer Treiberstufe mit nachfolgender Gegentaktendstufe

abgriff auf der Sekundärseite erfordern, sind die Treiberstufen in fast allen Fällen mit einem Ausgangsübertrager ausgerüstet (*Bild 284*). Der Übertrager ermöglicht eine bessere Anpassung zwischen Treiber- und Endstufe und dadurch vielfach die Verwendung eines kleineren Treiberstufentransistors. Eine ganz ideale Anpassung wird man aber auch mit ihm nicht erreichen und zum Teil auch gar nicht anstreben, da dann die Leistungsstufe nicht mehr mit eingeprägtem Steuerstrom arbeitet, was nach *Beispiel 35* hinsichtlich der Verzerrungen recht ungünstig ist.

Der I_C-Ruhestrom und die U_{CE}-Ruhespannung, also die Arbeitspunktdaten, werden, um die Verlustleistung und die innere Erwärmung kleinzuhalten, so gering wie möglich gewählt. Anhaltspunkte für die endgültige Wahl liefern folgende Überlegungen: Liegen die maximal zulässige Kristalltemperatur ϑ_j und die maximal mögliche Umgebungstemperatur ϑ_{umg} fest und ist von dem für die Treiberstufe vorgesehenen Transistor der Wärmeableitwiderstand R_{therm} bekannt, so kann nach Gl. (213) die maximal zulässige Kollektorverlustleistung P_C zu

$$P_{C\,max\,zul} \approx \frac{\vartheta_j - \vartheta_{umg}}{R_{therm}} \tag{225}$$

ermittelt werden. Sie wird als Grenzleistungskurve in das Kennliniendiagramm eingetragen. Der endgültige Arbeitspunkt darf nie oberhalb dieser Leistungshyperbel liegen, höchstens auf ihr; nach Möglichkeit soll er darunter gewählt werden. Doch hängt dies von der geforderten Wechselstromleistung ab.

Meistens wird man beim Entwurf eines Transistorverstärkers von der Endstufe und ihrer gewünschten Ausgangsleistung ausgehen. Zunächst wird also die Endstufe dimensioniert werden. Bei dieser Gelegenheit wird man auch die nötige Eingangsleistung der Endstufe und ihren Eingangswiderstand errechnen. Die Eingangsleistung muß von der Treiberstufe aufgebracht werden. Hinzu kommen die Verlustleistungen im Treiberstufenübertrager und im Basisspannungsteiler der Gegentaktschaltung. Da diese Verluste näherungsweise ebenso groß wie die Eingangsleistung sein werden, muß die Ausgangsleistung des Treiberstufentransistors etwa das Doppelte der Eingangsleistung der Endstufe sein. Macht man sich jetzt klar, daß die Treiberstufe diese Leistung unter günstigsten Bedingungen mit einem Wirkungsgrad von 50% abgibt – siehe hierzu den Abschnitt B.III.9.a) über Röhrenverstärker im A-Betrieb –, daß sie praktisch aber bestenfalls mit einem Wirkungsgrad von 40···45% arbeitet, so kennt man mit der Wechselstromleistung $P_{\sim}$ auch ungefähr die von der Treiberstufe aufgenommene Gleichstromleistung; sie ist gleich der Ruhestromleistung $P_{C\_} = I_C U_{CE}$ des Transistors. Aus dem Ansatz

$$P_{\sim} \approx (0{,}4 \cdots 0{,}45)\, P_C$$

folgt

$$P_{C\_} = (2{,}2 \cdots 2{,}5)\, P_{\sim} \tag{226}$$

Die nach dieser Gleichung errechnete und während der Aussteuerungspausen tatsächlich auftretende Verlustleistung muß gleich oder kleiner als die nach Gl. (225) ermittelte maximal zulässige Verlustleistung sein. Ist sie größer, wird man kaum mit dem vorgesehenen Transistor auskommen und einen leistungsfähigeren nehmen müssen. Ist sie gleich, muß der Arbeitspunkt genau auf der Grenzleistungskurve gewählt werden. Ist die betrieblich während der Gesprächspausen zu erwartende Verlustleistung $P_{C\_}$ kleiner als $P_{C\,\mathrm{max\,zul}}$, so wird der Arbeitspunkt unterhalb der Grenzleistungskurve gewählt. Den ersten geometrischen Ort für seine genaue Lage stellt die Gleichstromwiderstandsgerade $R_{\_}$ durch den Punkt der Batteriespannung U_{Batt} dar. $R_{\_}$ setzt sich im Fall der Schaltung nach *Bild 284* aus dem Emitterwiderstand R_E und dem Kupferwiderstand R_{w1} der Primärwicklung des Ausgangsübertragers zusammen. Da man beim ersten Entwurf diese Widerstände kaum genau kennen wird, macht man eine Annahme. Man sagt sich, daß, wenn der Arbeitspunkt mit R_E wirkungsvoll stabilisiert werden soll, an ihm eine Gleichspannung von etwa 1 V verbraucht wird. Die Gleichspannungsverluste im Übertrager werden zu etwa 0,2 V geschätzt. Daraufhin trägt man im Abstand von etwa 1,2 V links von U_{Batt} in das Kennlinienfeld eine Senkrechte ein. Dort, wo sie die Leistungshyperbel für $P_{C\_}$ – nicht die für $P_{C\,\mathrm{max\,zul}}$ – schneidet, wird der Arbeitspunkt vorläufig angenommen.

Das Weitere geschieht in ganz ähnlicher Weise wie bei einem Röhrenverstärker im Eintakt-A-Betrieb. In doppelter Höhe des Arbeitspunktstromes, also bei $-2I_0$,

denkt man sich eine Waagerechte gezogen. Wo sie die Senkrechte durch die Kollektorrestspannung $U_{CE\,rest} \approx 0{,}3 \cdots 0{,}5$ V schneidet, liegt der eine Eckpunkt der Wechselstromaussteuerung (Punkt a im *Bild 285*). Er legt zusammen mit A die Lage der Wechselstromwiderstandsgeraden $R_\sim$ fest. Die rückwärtige Verlängerung dieser Widerstandsgeraden schneidet auf der $I_{C\,0}$-Geraden den anderen Eckpunkt (Punkt b im *Bild 285*) der Wechselstromaussteuerung ein. Spannungsmäßig muß dieser Punkt unterhalb der maximal zulässigen Kollektorspannung $U_{CE\,max\,zul}$ bleiben. Mit der Lage der beiden Eckpunkte im Kennlinienfeld kennt man nicht nur die Scheitelwerte $\hat{\imath}_c$ und $\hat{u}_{ce}$ der Treiberstufe, sondern auch die Daten $\hat{\imath}_b$ und $\hat{u}_{be}$ ihrer eingangsseitigen Steuergrößen. Aus $\hat{\imath}_b$ und $\hat{u}_{be}$ lassen sich unter Vernachlässigung der Verzerrungen durch die Krümmung der Eingangskennlinie annähernd der wirksame Eingangswiderstand und die erforderliche Eingangsleistung der Treiberstufe ermitteln. *Beispiel 40* wird dies zahlenmäßig veranschaulichen.

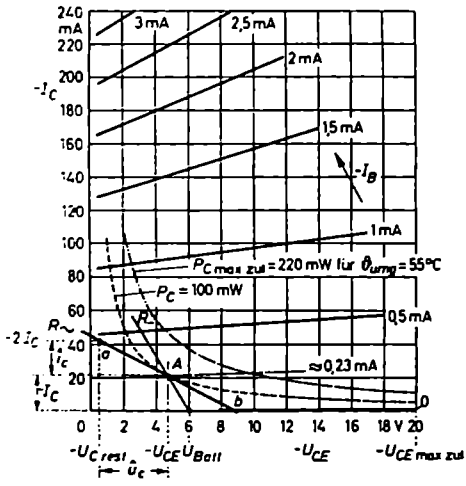


Bild 285. Zum *Beispiel 40*: Kennlinienfeld des Transistors OC 74

Der Ausgangsübertrager wird ähnlich wie in der Röhrentechnik an Hand von Ersatzschaltungen berechnet, die für die Übertragung tiefer, mittlerer und hoher Frequenzen passend vereinfacht werden. Dabei ist zu beachten, daß die Primärwicklung vom Gleichstrom durchflossen wird. Erfahrungsgemäß kommt man in der Treiberstufe bei einer unteren Übertragungsgrenze von 50 Hz und Ausgangsleistungen bis etwa 1 W mit EI-Blechkernen 30 aus Dyn.Bl. IV/0,35 mm aus. Darüber hinaus benötigt man EI-Blechkerne 42 aus Dyn.Bl. IV/0,35 mm.

Beispiel 40

Es soll eine Treiberstufe nach *Bild 284* für eine Ausgangsleistung von $P_\sim = 40$ mW entworfen werden. Sie soll bis zu einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_{umg} = 55$ °C arbeiten. Als Transistoren stehen der OC 72 und OC 74 zur Verfügung. Die Batteriespannung ist 6 V.

Aus $P_\sim = 40$ mW folgt nach Gl. (220) für die betriebliche Verlustleistung in den aussteuerungsfreien Zeiten ein Wert von

$$P_{C\_} \approx (2{,}2 \cdots 2{,}5)\, P_\sim = 88 \cdots 100 \text{ mW}$$

Der OC 72 hat, wenn er mit Kühlschelle auf ein Chassis von mindestens 12,5 cm² Kühlfläche montiert wird, einen Wärmeableitwiderstand von $R_{therm} = 0{,}3$ °C/mW. Seine

Sperrschichttemperatur darf maximal den Wert $\vartheta_j = 75\,^\circ\mathrm{C}$ annehmen. Dies bedeutet nach Gl. (225), daß er erwärmungsmäßig maximal eine Verlustleistung von

$$P_{C\,max\,zul} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{umg}}{R_{thm}} = \frac{75\,^\circ\mathrm{C} - 55\,^\circ\mathrm{C}}{0{,}3\,^\circ\mathrm{C/mW}} = 66{,}6\,\mathrm{mW}$$

vertragen kann. Da die betriebliche Verlustleistung größer als 88 mW sein wird, ist der OC 72 zu klein, es sei denn, daß man mit der maximal zulässigen Umgebungstemperatur zurückgeht auf

$$\vartheta'_{umg} = \vartheta_j - P_{C\_} R_{thm}$$
$$= 75\,^\circ\mathrm{C} - 88\,\mathrm{mW} \cdot 0{,}3\,^\circ\mathrm{C/mW} = 48{,}6\,^\circ\mathrm{C}$$

Der OC 74 hat unter den gleichen Bedingungen einen Wärmeableitwiderstand von 0,09 °C/mW. Er kann bei $\vartheta_j = 75\,^\circ\mathrm{C}$ eine Verlustleistung von

$$P_{C\,max\,zul} = \frac{75\,^\circ\mathrm{C} - 55\,^\circ\mathrm{C}}{0{,}09\,^\circ\mathrm{C/mW}} = 220\,\mathrm{mW}$$

aufnehmen. Da der OC 72 die Anforderungen nicht erfüllt, soll der OC 74 genommen werden. Seine Leistungsfähigkeit wird im vorliegenden Fall nicht voll ausgeschöpft. Um den Arbeitspunkt zu finden, wird in das Kennlinienfeld dieses Transistors (*Bild 255*) die Leistungshyperbel für $P_C = 100\,\mathrm{mW}$ eingezeichnet. Schätzt man den Gleichspannungsbedarf für den Emitterwiderstand und Gleichstromwiderstand der Primärwicklung zu etwa 1,3 V, so nimmt die U_{CE}-Spannung einen Wert an von

$$U_{CL} = U_{Batt} - (U_{RE} + U_{Rw1}) = 6\,\mathrm{V} - 1{,}3\,\mathrm{V} = 4{,}7\,\mathrm{V}$$

Nach dem Kennliniendiagramm oder der Formel $P_{C\_} = I_C U_{CE}$ gehört hierzu ein Kollektorruhestrom von

$$I_C = \frac{P_{C\_}}{U_{CE}} = \frac{100\,\mathrm{mW}}{-4{,}7\,\mathrm{V}} \approx -21\,\mathrm{mA}$$

Der Scheitelwert i_c des Kollektorwechselstroms wird in der gleichen Größe, also zu

$$i_c = 21\,\mathrm{mA}$$

gewählt. Setzt man für die Kollektorrestspannung einen Wert von $U_{C\,rest} = 0{,}5\,\mathrm{V}$ an, darf die Kollektorspannung scheitelwertsmäßig mit

$$\hat{u}_c = U_{CE} - U_{C\,rest} = 4{,}7\,\mathrm{V} - 0{,}5\,\mathrm{V} = 4{,}2\,\mathrm{V}$$

ausgesteuert werden. Aus diesen Zahlenwerten von i_c und $\hat{u}_c$ folgt hinsichtlich der abgebbaren Wechselstromleistung ein Wert von

$$P_\sim = \frac{i_c \hat{u}_c}{2} = \frac{21\,\mathrm{mA} \cdot 4{,}2\,\mathrm{V}}{2} = 44\,\mathrm{mW}$$

Sie ist etwas größer als die verlangten 40 mW. Dies zeigt an, daß der Wirkungsgrad der Treiberstufe wegen der niedrigen Restspannung mehr nach 45% als nach 40% tendiert. Trägt man sich die Eckpunkte der Aussteuerung in das Kennlinienfeld ein, so erhält man die Eckpunkte *a* und *b*. Der Punkt *b* liegt strenggenommen, da eingangsseitig nur bis $I_B = 0$ ausgesteuert werden kann, nicht auf der Abszissenachse bei $I_C = 0$, sondern um den zeichnerisch nichtdarstellbaren Kollektorreststrom I_{CE0} höher.

Die Gerade durch die Eckpunkte a und b und den Arbeitspunkt legt den für diese Aussteuerung erforderlichen Belastungswiderstand R_L fest. Rechnerisch ergibt sich

$$R_L = \frac{\hat{u}_c}{\hat{i}_c} = \frac{4{,}2\ \text{V}}{21\ \text{mA}} = 200\ \Omega$$

Auf diesen Wert muß mit Hilfe des Ausgangsübertragers der Eingangswiderstand der Gegentaktendstufe transformiert werden. Greift man aus dem Kennlinienfeld das Steigungsmaß der Kennlinie für $-I_B = 0{,}5$ mA ab, so erhält man für den Ausgangswiderstand R_{aus} des Transistors einen Wert von etwa 1,7 kΩ. Dies bedeutet, daß die Treiberstufe bei einem Lastwiderstand von 200 Ω immer noch in der Nähe des Kurzschlusses betrieben wird und ihre Verzerrungen deshalb geringbleiben werden.

Die Eingangsgrößen I_B, $\hat{i}_b$, $\hat{u}_{be}$ sowie der Eingangswiderstand und die Eingangsleistung können in dem vorliegenden Diagramm nur sehr roh abgegriffen werden, da in dem vorgesehenen Aussteuerungsgebiet nicht genügend viel Kennlinien vorhanden sind. Schätzungsweise kann aus der Lage der Kennlinie für $-I_B = 0{,}5$ mA $= 500\,\mu$A geschlossen werden, daß zur Einstellung des Arbeitspunktes ein Basisstrom von $I_B \approx 230\,\mu$A erforderlich ist. Daraus, daß der Kollektorstrom möglichst bis $I_C = 0$, zumindest aber bis auf den Reststrom I_{CE0} für $I_B = 0$ herunter ausgesteuert werden muß, folgt für die Amplitude des Steuerwechselstroms ein Wert von ebenfalls $\hat{i}_b = 230\,\mu$A. Hinsichtlich der Eingangsspannungen lassen sich aus einem hier nicht wiedergegebenen Diagramm als rohe Richtwerte abgreifen: $-U_{BE} \approx 0{,}205$ V mit $+\hat{u}_{be} \approx 35$ mV und $-\hat{u}_{be} \approx 70$ mV. Man sieht, die Eingangswechselspannung ist bei $\pm\,\hat{i}_b = 230\,\mu$A keineswegs mehr sinusförmig. Als Richtwert läßt sich aus diesen Daten für den Eingangswiderstand errechnen

$$R_{ein} = \frac{\Delta\,\hat{u}_{be}}{\Delta\,\hat{i}_b} \approx \frac{105\ \text{mV}}{0{,}46\ \text{mA}} = 230\ \Omega$$

und für die Eingangsleistung

$$P_1 = \frac{\hat{i}_b\,\hat{u}_{be}}{2} \approx \frac{0{,}23\ \text{mA} \cdot 52{,}5\ \text{mV}}{2} = 0{,}006\ \text{mW}$$

Für den Emitterwiderstand war 1 V Spannungsfall veranschlagt. Hieraus folgt für seine Größe bei einem Emitterstrom von $I_E = I_C + I_B = 21$ mA + 0,23 mA ein Wert von

$$R_E = \frac{1\ \text{V}}{21{,}23\ \text{mA}} = 47\ \Omega$$

Der Basisspannungsteiler erhält bei Annahme eines Querstroms von $I_q = 0{,}2$ mA Widerstände von

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_q} = \frac{0{,}205 + 1}{0{,}2}\ \frac{\text{V}}{\text{mA}} \approx 6\ \text{k}\Omega$$

und

$$R_1 = \frac{U_{Batt} - U_{BD}}{I_q + |I_B|} = \frac{6 - 1{,}2}{0{,}2 + 0{,}23}\ \frac{\text{V}}{\text{mA}} \approx 11{,}1\ \text{k}\Omega$$

In den vorstehenden Ausführungen wurde die Treiberstufe unter dem Gesichtspunkt einer möglichst großen Leistungsabgabe mit optimalem Wirkungsgrad (Aussteuerung des Kennlinienfeldes bis in seine Ecken hinein) dimensioniert. Diese

Art der Bemessung verlangt, daß der Eingangswiderstand der nachfolgenden Gegentaktschaltung mit Hilfe des Ausgangsübertragers auf den errechneten oder grafisch ermittelten optimalen Wert R_L transformiert wird. Wie das Zahlenbeispiel zeigt, ist dieses R_L praktisch immer noch klein gegenüber dem Innenwiderstand des Treibertransistors. Hieraus darf geschlossen werden, daß die nachfolgende Gegentaktstufe näherungsweise eine Stromaussteuerung erfährt.

Wenn man gewisse Leistungsreserven hat und aus der Treiberstufe nicht das äußerste herauszuholen braucht, dann kann die Schaltung auch nach anderen Gesichtspunkten, beispielsweise auf kleinen Klirrfaktor oder auf ein bestimmtes Verhältnis von Last- zu Innenwiderstand, dimensioniert werden. Wie im nächsten Abschnitt die Untersuchung über die Abhängigkeit der Verzerrungen einer Gegentaktschaltung von der Stärke der Aussteuerung zeigen wird, können diese Gesichtspunkte unter Umständen von seiten der Gegentaktschaltung aus besonders vordringlich werden.

g) Gegentaktschaltungen

Die Endstufen von NF-Transistorverstärkern sind, wenn es sich um größere Leistungen handelt, fast durchweg in Form von Gegentakt-B-Verstärkern aufgebaut. Dies hängt damit zusammen, daß ein Eintakt- oder Gegentakt-A-Verstärker bestenfalls einen Wirkungsgrad von 50% hat, wohingegen die Gegentakt-B-Schaltung einen Wirkungsgrad von theoretisch 78% erreicht. Bei gleicher abgegebener Nutzleistung entsteht daher in einer A-Schaltung mehr Wärme als Verlustleistung als in einer B-Schaltung. Hinzu kommt, daß die Verlustleistung der B-Schaltung im nichtausgesteuerten Zustand wegen des ganz geringen Kollektorruhestroms außerordentlich klein ist, die des A-Verstärkers dagegen wegen der hohen Arbeitspunktlage immer nahe der zulässigen Grenzleistung liegt.

Bild 286 zeigt die Prinzipschaltung der Gegentakt-B-Schaltung. Sie ähnelt in ihrem äußeren Aussehen weitgehend der entsprechenden Röhrenschaltung. Das

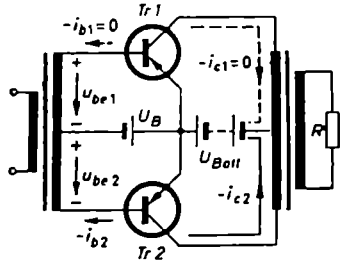


Bild 286. Prinzipschaltung der Gegentakt-B-Schaltung

Wesen der Gegentakt-B-Schaltung besteht darin, daß von den beiden Transistoren *Tr 1* und *Tr 2* jeweils immer nur einer arbeitet; wenn der eine gerade leitend ist, ist der andere gesperrt und umgekehrt. Der Wechsel im Arbeitstakt erfolgt im Rhythmus des Wechsels zwischen den positiven und negativen Halbwellen des

Steuersignals. Da im Transistor nur dann ein Kollektorstrom zustande kommen kann, wenn die Basis gegenüber dem Emitter eine negative Spannung führt, wird bei der im *Bild 286* eingetragenen Polung des Steuersignals (+ an der Basis von *Tr 1* und — an der Basis von *Tr 2*) der untere Transistor *Tr 2* leitend und der obere sperrend sein. Beim Wechsel in der Polung des Steuersignals wird der obere Transistor leitend und der untere sperrend werden. Auf der Ausgangsseite fließen abwechselnd einmal in der unteren, einmal in der oberen Hälfte der Primärwicklung Halbperiodenströme i_{c1} und i_{c2}. Da ihre Richtungen im Übertrager immer von außen zur Mittelanzapfung weisen, wird im Übertragerkern ein normaler Wechselfluß erzeugt, der in der Sekundärwicklung eine Wechselspannung induziert, die über den Abschlußwiderstand R einen Strom treibt.

Die Dimensionierung des GB-Verstärkers beginnt bei der Wahl des Ruhearbeitspunktes des einzelnen Transistors. Anschließend werden die Grenzen der Aussteuerung und der erforderliche Lastwiderstand R_L des Einzeltransistors festgelegt. In einer GB-Röhrenschaltung nach *Bild 156 (b)* oder *165 (b)* wurde der Arbeitspunkt in den unteren Knickpunkt der I_a/U_g-Kennlinie gelegt. Die Gittervorspannung wurde so stark negativ gewählt, daß bei der vorgegebenen Speisebatteriespannung oder Anodengleichspannung ein möglichst kleiner Anodenstrom floß. Sobald sich der Vorspannung eine Wechselspannung überlagerte, wurde die resultierende Gitterspannung der einen Röhre noch negativer und sperrte sie vollends, während die der anderen sich verringerte und die Röhre öffnete. Mit der Höhe der negativen Gittervorspannung U_{g-} war der Scheitelwert $\hat{u}_{g\,max}$ der maximalen Gitterwechselspannung gegeben, denn um Verzerrungen durch Gitterströme zu vermeiden, durfte die Röhre nur bis zur Gittervorspannung Null ausgesteuert werden, mußte also $\hat{u}_{g\,max} \leq |U_{g-}|$ sein. Daraus ergab sich weiterhin, daß man den optimalen Belastungswiderstand so zu wählen hatte, daß seine Widerstandsgerade in den Knick der I_a/U_a-Kennlinie für $U_g = 0$ zielte (Punkt *a* im *Bild 165 b*). Im Prinzip müssen beim GB-Transistorverstärker ähnliche Überlegungen angestellt werden, aber mit kleinen Abwandlungen wegen der etwas andersartigen Vorspannungsverhältnisse des Transistors.

Während eine Röhre eine bestimmte negative Vorspannung benötigt, um gesperrt zu sein oder im unteren Kennlinienknick einen ganz geringen Anodenstrom zu ziehen, muß zur Sperrung eines pnp-Transistors die Vorspannung U_{BE} der Basis gegenüber dem Emitter Null oder, wenn ein kleiner Kollektorstrom zugelassen wird, nur sehr schwach negativ sein. Dies bedeutet, daß der Basisvorspannbatterie U_B im *Bild 286* entweder der Wert Null oder ein ganz kleiner negativer Wert zu erteilen ist. Aus Gründen, die noch zu besprechen sind, wird der genaue Wert von U_B in der Praxis meistens so gewählt, daß der Kollektorruhestrom I_C etwa 1···2% des Kollektorspitzenstromes $\hat{i}_{c\,max}$ bei Vollaussteuerung ist (*Bild 287*).

$$I_C \approx (1\cdots2)\,\%\ \text{von}\ \hat{i}_{c\,max} \tag{227}$$

Soll ein Transistor ein Maximum an Leistung abgeben, so wird man seine Speisespannung U_{Batt} möglichst groß wählen. Begrenzt wird ihr Wert nach oben hin da-

durch, daß am gesperrten Transistor bei Vollaussteuerung eine Kollektorspannung von praktisch dem doppelten Wert der Batteriespannung auftritt. Nach *Bild 287* ist

$$-u_{c\,max} = -(U_{Batt} + \hat{u}_{c\,max})$$

Diese Spannung muß kleiner als die höchstzulässige Spannung $U_{CE\,max\,zul}$ bleiben. Es muß also sein

$$U_{Batt} \leqq 0{,}5\, U_{CE\,max\,zul} \tag{228}$$

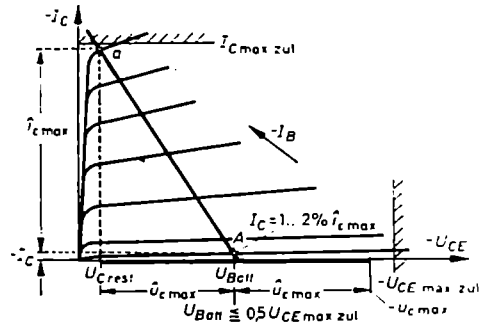


Bild 287. Zur Wahl des Arbeitspunktes und der Aussteuerungsverhältnisse einer GB-Schaltung

Die Begründung ist aus *Bild 288* abzulesen. Der Kollektorwechselstrom des gerade arbeitenden Transistors ruft an seiner Halbwicklung des Ausgangsübertragers bei maximaler Aussteuerung eine Wechselspannung vom Scheitelwert $\hat{u}_{c\,max}$ hervor. Sie überträgt sich nach Maßgabe des Übersetzungsverhältnisses einmal auf die Sekundärseite und den Abschlußwiderstand, aber auch auf die gerade nicht be-

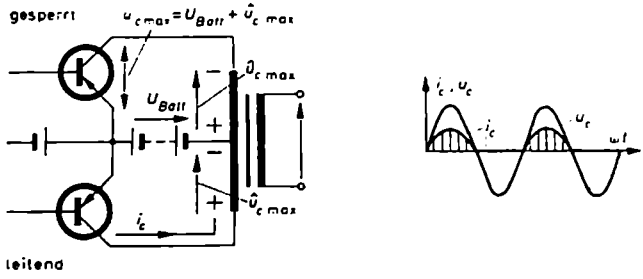


Bild 288. Verlauf der Ströme und Spannungen an den primären Halbwicklungen

nutzte andere primäre Halbwicklung. Wegen der gleichen Windungszahl hat sie hier die gleiche Größe. Ihre Polung ist so, daß sie sich zur negativen Batteriespannung addiert. Da $\hat{u}_{c\,max} \approx U_{Batt}$ ist, entsteht so zwischen Kollektor und Emitter des gesperrten Transistors eine Spannung von maximal dem doppelten Wert der Speisespannung U_{Batt}.

Mit I_C nach Gl. (227) und U_{Batt} nach Gl. (228) liegt der Arbeitspunkt A vorläufig fest. Aus den Kennliniendiagrammen kann man die zu diesen Ausgangsdaten gehörigen Eingangsdaten, also den Basisruhestrom $-I_B$ und die Basisvorspannung $-U_{BE}$ ablesen.

Jetzt kommen die Überlegungen, die zur Wahl der maximalen Aussteuerung und des günstigsten Lastwiderstandes führen. Bei der Röhre lag der Höchstwert i_a des Anodenwechselstroms durch die Knickstelle a in der Kennlinie für $U_g = 0$ V fest (*Bild 165 b*). Eine der Gittervorspannung Null entsprechende Kennlinie gibt es beim Transistor nicht. Sowohl die Kennlinien mit $-I_B$ als Parameter als auch die mit $-U_{BE}$ als Parameter sind nach oben hin nicht begrenzt. Beim Transistor wird der Aussteuerung nach großen Strömen zu dadurch eine Grenze gesetzt, daß der Scheitelwert $i_{c\,max}$ bei Vollaussteuerung kleiner als der höchstzulässige Kollektorstrom $I_{C\,max\,zul}$ bleiben muß. Nach *Bild 257* muß sein

$$i_{c\,max} + I_C \leqq I_{C\,max\,zul} \tag{229}$$

Hieraus folgt, daß man in das Kennlinienfeld in der Höhe von $I_{C\,max\,zul}$ eine Waagerechte zu zeichnen hat. Wo sie in das Gebiet der Knie- oder Restspannung $-U_{C\,rest}$ kommt, liegt etwa der obere Eckpunkt a der Aussteuerung. Aus der Lage von a und A ergibt sich hinsichtlich des Mindestwertes des Belastungswiderstandes des einzelnen Transistors ein Wert von

$$R_L \geqq \frac{U_{Batt} - U_{C\,rest}}{I_{C\,max\,zul}} \tag{230}$$

Wie aus der ganzen Darlegung hervorgeht, stellt dieses R_L den Widerstand dar, den der jeweils gerade arbeitende Transistor vorfinden will, wenn er ein Optimum an Leistung abgeben soll (größtes Leistungsdreieck im Diagramm). R_L gibt den Widerstandswert an, mit dem der sekundäre Abschlußwiderstand R an der primären Halbwicklung erscheinen muß. Hinsichtlich des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}' = \frac{w_1/2}{w_2}$ folgt hieraus

$$\ddot{u}'^2 R = \left(\frac{w_1}{2\,w_2}\right)^2 R = R_L$$

oder hinsichtlich der Gesamtübersetzung $\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = 2\sqrt{\frac{R_L}{R}} \tag{231}$$

Bei der Berechnung des Ausgangsübertragers geht man häufig von dem zwischen den Enden der primären Vollwicklung, also gewissermaßen zwischen den Kollektoren der beiden Gegentakttransistoren, wirksamen Widerstand R_{CC} aus. Für ihn liefert Gl. (231)

$$R_{CC} = \ddot{u}^2 R = 4 R_L$$

und nach Gl. (230)

$$R_{CC} \geqq \frac{4\,(U_{Batt} - U_{C\,rest})}{I_{C\,max\,zul}} \tag{232}$$

Mit der Größe von R_L und dem Scheitelwert $\hat{\imath}_c$ des Kollektorstroms kann die von dem einzelnen Transistor abgegebene Wechselstromleistung berechnet werden. Wegen der Halbperiodenform des Kollektorwechselstroms ist sein Effektivwert nur

$$I_c = \frac{1}{2}\frac{\hat{\imath}_c}{\sqrt{2}}.$$

Der Effektivwert der Kollektorwechselspannung ist, da sie nach *Bild 288* in beiden Halbperioden in voller Stärke vorhanden ist, ganz normal

$$U_c = \frac{\hat{u}_c}{\sqrt{2}} = \frac{U_{Batt} - U_{Crest}}{\sqrt{2}}$$

Damit ergibt sich für die abgegebene Wechselstromleistung des einzelnen Transistors

$$P_\sim = I_c U_c = \frac{(U_{Batt} - U_{Crest})\,\hat{\imath}_c}{4} \tag{233}$$

oder mit

$$\hat{\imath}_c = \frac{\hat{u}_c}{R_L}$$

$$P_\sim = \frac{1}{4}\,\frac{(U_{Batt} - U_{Crest})^2}{R_L}$$

beziehungsweise unter Benutzung von R_{CC}

$$P_\sim = \frac{(U_{Batt} - U_{Crest})^2}{R_{CC}}$$

Die von der GB-Schaltung insgesamt gelieferte Leistung ist doppelt so groß, also

$$P_{\sim\,ges} = \frac{1}{2}\,\frac{(U_{Batt} - U_{Crest})^2}{R_L} = \frac{2\,(U_{Batt} - U_{Crest})^2}{R_{CC}} \tag{234}$$

Die von der Speisequelle an die GB-Schaltung abgegebene Gleichstromleistung ist gleich dem Produkt aus der Batteriespannung und dem arithmetischen Mittelwert des von den beiden Transistoren aufgenommenen Stromes. Formelmäßig muß man schreiben

$$P_{C-} = U_{Batt}\,\frac{2\,\hat{\imath}_c}{\pi} \tag{235}$$

Das Verhältnis $P_{\sim\,ges}/P_{C-}$ liefert den Wirkungsgrad der GB-Transistorschaltung. Nach Gl. (234) und (235) wird

$$\eta = \frac{(U_{Batt} - U_{Crest})^2}{2\,R_L}\,\frac{\pi}{2\,U_{Batt}\,\hat{\imath}_c}$$

$$= \frac{(U_{Batt} - U_{Crest})\,\hat{\imath}_c}{2}\,\frac{\pi}{2\,U_{Batt}\,\hat{\imath}_c} = \frac{\pi}{4}\left(1 - \frac{U_{Crest}}{U_{Batt}}\right)$$

Setzt man, um den optimal möglichen Wert von η zu ermitteln, die Kollektorrestspannung gleich Null, so ergibt sich

$$\eta_{opt\,GB} = \frac{\pi}{4} = 0{,}78$$

Dies ist der gleiche Wirkungsgrad, wie er sich auch bei Pentoden im Idealfall ergeben hat. Bei einem Transistor kommt man diesem Wert, da seine Restspannung geringer als die einer Pentode ist, näher als bei einer Pentode. Die Transistorschaltung benötigt allerdings eine zusätzliche Leistung für ihren Basisspannungsteiler. Bei der endgültigen Festlegung von R_L und $i_{c\,max}$ muß noch folgender Punkt beachtet werden: Mit den Gleichungen (234) und (235) kann nicht nur der Wirkungsgrad der GB-Schaltung, sondern auch die betriebliche Kollektorverlustleistung $P_{C\,betr}$ berechnet werden. Es ist nicht so, daß die Kollektorverlustleistung praktisch Null ist, weil der Ruhestrom I_C wegen der niedrigen Arbeitspunktlage nahezu Null ist. Dies gilt wohl für die Zeiten fehlender Aussteuerung, aber nicht im Fall maximaler Aussteuerung. Sobald eingangsseitig eine Wechselspannung auftritt und damit die einzelnen Transistoren in Halbperioden arbeiten, nehmen sie die in Gl. (235) berechnete Gleichstromleistung P_{C-} auf. Von dieser Leistung wird ein Teil in Wechselstromleistung umgesetzt und an den Belastungswiderstand R_L abgegeben. Formelmäßig wird die Wechselstromleistung durch Gl. (234) beschrieben. Die Differenz zwischen aufgenommener und abgegebener Leistung bleibt im Transistor stecken und stellt die betriebliche Kollektorverlustleistung $P_{C\,betr}$ dar. Sie setzt sich im Transistor in Wärme um und gefährdet ihn, wenn sie nicht genau so schnell, wie sie entsteht, abgeführt wird. Aus dem Ansatz

$$P_{C\,betr} = P_{C-} - P_{\sim\,ges}$$

ergibt sich zunächst

$$P_{C\,betr} = 2\,U_{Batt}\frac{i_c}{\pi} - \frac{1}{2}\,\frac{(U_{Batt} - U_{C\,rest})^2}{R_L}$$

und mit $U_{Batt} - U_{C\,rest} = \hat{u}_c = \hat{i}_c R_L$

$$P_{C\,betr} = 2\,U_{Batt}\frac{i_c}{\pi} - \frac{1}{2}\,\hat{i}_c^2 R_L \tag{236}$$

Die betriebliche Verlustleistung ist hiernach eine Funktion des Scheitelwertes $\hat{i}_c$ und nimmt als solche bei einem bestimmten $\hat{i}_c$-Wert einen Höchstwert an. Durch Differenzieren und Nullsetzen des Differentialquotienten läßt sich dieser kritische Stromwert ermitteln. Zunächst ist

$$\frac{\mathrm{d}\,P_{C\,betr}}{\mathrm{d}\,\hat{i}_c} = 2\,\frac{U_{Batt}}{\pi} - R_L\,\hat{i}_c$$

Beim Nullsetzen ergibt sich

$$\hat{i}_c\big|_{P_{C\,betr\,max}} = \frac{2\,U_{Batt}}{\pi\,R_L}$$

Dies, in Gl. (236) eingesetzt, liefert als Höchstwert der betrieblichen Verlustleistung

$$P_{C\,\mathrm{betr\,max}} = \frac{4\,U_{Batt}^2}{\pi^2 R_L} - \frac{1}{2}\,\frac{4\,U_{Batt}^2}{\pi^2 R_L^2}\,R_L = 2\,\frac{U_{Batt}^2}{\pi^2 R_L}$$

Auf den einzelnen Transistor kommt davon die Hälfte. Diese Verlustleistung darf die für die jeweilige höchste Umgebungstemperatur maximal zulässige Verlustleistung $P_{C\,\mathrm{max\,zul}}$ des Transistors nicht überschreiten. Es muß sein

$$\frac{U_{Batt}^2}{\pi^2 R_L} \leq P_{C\,\mathrm{max\,zul}}$$

Hieraus folgt für den erforderlichen Mindestwert des Belastungswiderstandes

$$R_L \geqq \frac{U_{Batt}^2}{10\,P_{C\,\mathrm{max\,zul}}} \tag{237}$$

Von den beiden durch Gl. (230) und (237) festgelegten Widerstandswerten muß der größere gewählt werden. Hinsichtlich der Dimensionierung des Ausgangsübertragers sei auf die Überlegungen in den entsprechenden Abschnitten der Röhrenverstärker hingewiesen. Sie gelten sinngemäß auch hier.

Die weite Aussteuerung der Gegentaktstufe legt es nahe, nach den Verzerrungen in ihr zu fragen. Bei der Untersuchung dieser Frage muß man sich darüber klar sein, daß von den beiden Ausgangsgrößen i_e und u_e durch die Eingangsgrößen primär der Strom gesteuert wird. i_e ist eine direkte Funktion der Eingangsgrößen, entweder des Eingangsstromes i_b oder der Eingangsspannung u_{be}, je nachdem, ob der Eingangswiderstand niederohmig gegenüber dem Innenwiderstand der Speiseseite ist und damit Stromeinspeisung stattfindet oder ob er hochohmig ist und damit Spannungseinspeisung vorliegt. Die Ausgangswechselspannung u_e tritt immer erst als Folge des sich einstellenden Kollektorstromes und seiner Änderung auf. i_e ruft an dem Belastungswiderstand R_L eine Wechselspannung hervor, um die das Kollektorpotential gegenüber dem Emitterpotential schwankt. Ist i_e unverzerrt, so ist auch u_e oder u_{RL} unverzerrt, ist i_e verzerrt, so ist auch u_e oder u_{RL} verzerrt.

Die Frage der Verzerrungen läuft also darauf hinaus festzustellen, inwieweit sich der Kollektorstrom linear oder nichtlinear mit den Eingangsgrößen ändert. Bei den Röhren konnte die Entstehung der Verzerrungen sehr anschaulich an den Krümmungen in den Kennlinien des I_a/U_g-Diagramms verständlich gemacht werden. Kennlinien dieser Art wurden beim Transistor bislang nicht benutzt, obgleich es bei ihm derer zwei gibt. Je nachdem, ob I_C als Funktion von I_B oder von U_{BE} aufgetragen ist, unterscheidet man das I_C/I_B- und das I_C/U_{BE}-Kennlinienfeld. Das erste ist beispielsweise im 2. Quadranten des Vierfelderkennliniendiagramms von *Bild 237* dargestellt, allerdings nur für eine einzige U_{CE}-Spannung. Ähnlich wie man aus dem I_a/U_a-Kennlinienfeld einer Röhre mit U_g als Parameter in einfacher Weise das I_a/U_g-Diagramm mit U_a als Parameter konstruieren kann, so läßt sich auch aus dem normalen I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld mit I_B als Parameter das I_C/I_B-Diagramm mit U_{CE} als Parameter beziehungsweise aus dem normalen I_C/U_{CE}-Dia-

gramm mit U_{BE} als Parameter das I_C/U_{BE}-Diagramm mit U_{CE} als Parameter herleiten. Dies ist in den *Bildern 289* (*a* bis *d*) für einen Transistor mit Kennlinien ähnlich denen des OC 604 spez. (*Telefunken*) geschehen, allerdings nur für eine $-U_{CE}$-Spannung von 1 V. Wegen des flachen Verlaufs der Hauptkennlinie würden sich die Kurven für andere $-U_{CE}$-Spannungen mit der für 1 V praktisch decken.

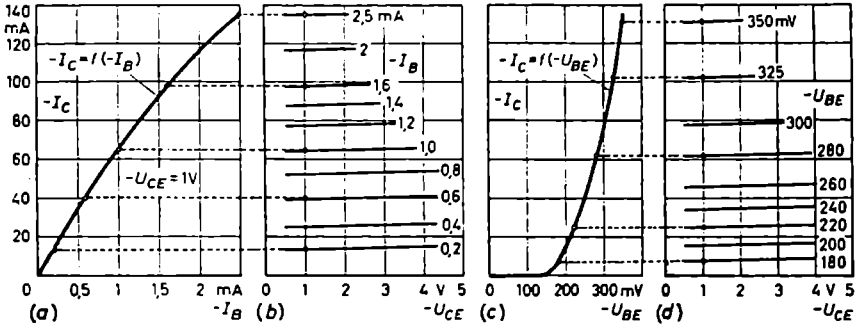


Bild 289. Herleitung des I_C/I_B-Diagramms und des I_C/U_{BE}-Diagramms aus den Ausgangskennlinienfeldern eines Transistors. (a und c) entsprechen etwa den I_a/U_g-Kennlinienfeldern, (b und d) den I_a/U_a-Kennlinienfeldern der Röhren

Im *Bild 290* ist hierzu die Eingangskennlinie dieses Transistors, also der Zusammenhang $I_B = f(U_{BE})$, dargestellt. Aus ihr wurde die Abhängigkeit des Gleichstromeingangswiderstands $R_{ein\_} = \frac{-U_{BE}}{-I_B}$ von der Größe der U_{BE}-Spannung ermittelt und gestrichelt mit in das Schaubild übernommen. Die Kurve $R_{ein\_} = f(U_{BE})$ gilt im Fall eines GB-Verstärkers näherungsweise auch für den Wechselstromeingangswiderstand des jeweils gerade arbeitenden Transistors in Abhängigkeit vom Scheitelwert $\hat{u}_{b_e}$ der Eingangswechselspannung. Der Verlauf der Kurve läßt erkennen, daß R_{ein} bei kleinen Eingangsspannungen außerordentlich groß, also zum Beispiel bei $\hat{u}_{b_e} \approx 100$ mV rund 2000 Ω ist. Der Eingangswiderstand ist hier mit ziemlicher Sicherheit wesentlich größer als der wirksame Innenwiderstand der Wechselstromspeiseseite des Transistors. Hieraus folgt, daß bei kleinen Eingangsspannungen eine Spannungsaussteuerung des Transistors stattfindet. Umgekehrt ist R_{ein} bei großen Eingangsspannungen klein, zum Beispiel bei $\hat{u}_{b_e} = 350$ mV rund 175 Ω. Bei großen Signalamplituden darf man infolgedessen annehmen, daß der Transistor stromausgesteuert wird. Mit anderen Worten: Bei kleinen Aussteuerungen richtet sich der Kollektor-

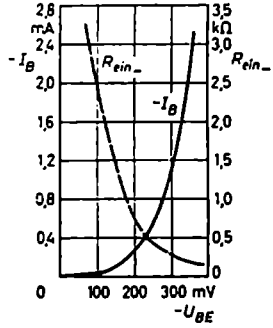


Bild 290. Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$ und Gleichstromeingangswiderstand $R_{ein\_} = f(U_{BE})$ eines Transistors

strom i_c nach den Eingangsspannungen; es ist also das I_C/U_{BE}-Kennlinienfeld nach *Bild 289* (c) maßgebend. Bei großen Aussteuerungen richtet sich i_c nach dem Eingangsstrom, womit also das I_C/I_B-Kennlinienfeld nach *Bild 289* (a) maßgebend ist. Hiernach sieht die resultierende Aussteuerungskennlinie der beiden Transistoren eines GB-Verstärkers etwa wie folgt aus:

Für den Fall, daß die Batteriespannung U_B im *Bild 286* Null gewählt wird und die Transistoren nur verhältnismäßig schwach ausgesteuert werden, also praktisch reine Spannungseinprägung vorliegt, gilt *Bild 291*. Bei unverzerrter sinusförmiger Eingangsspannung treten im Kollektorstrom starke, symmetrische Verzerrungen mit den ungeradzahligen Vielfachen der Grundschwingung auf, also die Frequenzen 3ω, 5ω ...

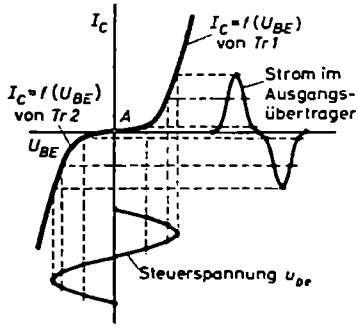


Bild 291. Resultierende Aussteuerungskennlinie $I_C = f(U_{BE})$ einer Transistor-GB-Schaltung für den Fall fehlender Vorspannung ($U_{BE\_} = 0$) mit Darstellung des Verlaufs der Kollektorströme im Ausgangsübertrager bei kleiner Steuerspannung u_{be}. Aussteuerung mit eingeprägter Sinusspannung

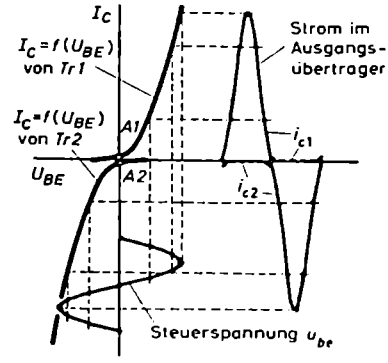


Bild 292. Resultierende Aussteuerungskennlinie $I_C = f(U_{BE})$ einer Transistor-GB-Schaltung für den Fall einer kleinen Vorspannung mit Darstellung der Ströme im Ausgangsübertrager bei kleiner Steuerspannung u_{be}. Aussteuerung mit eingeprägter Sinusspannung

Arbeitet man nicht mit $U_B = 0$, sondern erteilt man den Basiselektroden der beiden Transistoren eine kleine negative Vorspannung von einer solchen Größe, daß im nichtausgesteuerten Zustand ein kleiner Kollektorruhestrom von etwa 1···2% des Spitzenwertes $\hat{i}_{c\,max}$ fließt, so gilt das *Bild 292*. Auch hier ist noch angenommen, daß die Aussteuerung gering ist und der Kollektorstrom im wesentlichen eine Funktion der Eingangsspannung und nicht des Eingangsstromes ist. Das Schaubild läßt erkennen, daß die Verzerrungen stark zurückgegangen sind. Damit die resultierende Aussteuerungskennlinie in dem Übernahmebereich der beiden Transistoren möglichst gerade wird, ist es – abgesehen von der richtigen Wahl des Arbeitspunktes A – erforderlich, daß die Krümmungen der Einzelkennlinien annähernd gleich sind. Diese Bedingung sieht man normalerweise als genügend gut erfüllt an, wenn man die beiden Transistoren so aussucht, daß sie bei der gleichen Basisvorspannung den gleichen Kollektorruhestrom zeigen.

Bei großen Aussteuerungen wird die resultierende Arbeitskennlinie, weil dann wegen des niedrigen Eingangswiderstandes Stromeinprägung stattfindet, aus zwei gegeneinander gesetzten I_C/I_B-Kennlinien konstruiert. Sie nimmt, wie das *Bild 293* zeigt, wegen der Kennlinienkrümmung, in der der Rückgang der Stromverstärkung mit der Höhe der Aussteuerung zum Ausdruck kommt, eine S-Form an. Der an dieser gekrümmten Kennlinie gespiegelte sinusförmige Eingangsstrom i_b hat auf der Ausgangsseite einen Kollektorstrom zur Folge, der in seinen Scheitelwerten abgeflacht ist und demzufolge – ebenso wie oben – ungeradzahlige Vielfache der Grundschwingung als Klirrfrequenzen aufweist.

Wegen der entgegengesetzten Krümmungen der Arbeitskennlinien für eingeprägte Steuerspannung und eingeprägten Steuerstrom (*Bild 292* und *293*) gibt es einen

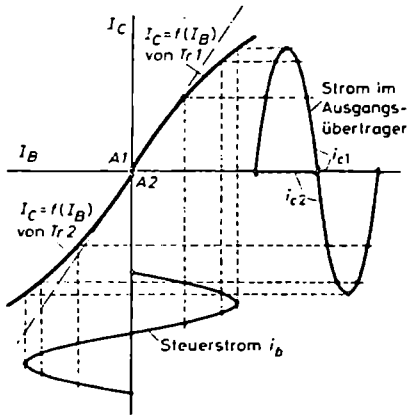


Bild 293. Resultierende Aussteuerungskennlinie $I_C = f(I_B)$ einer Transistor-GB-Schaltung bei größeren Aussteuerungen, wo wegen des niedrigen Eingangswiderstandes mit Stromeinprägung gerechnet werden kann

bestimmten optimalen Innenwiderstand der Steuersignalquelle, bei dem die Verzerrungen durch die resultierend wirksame Kennlinie minimal sind. Es scheint bei Gegentaktendstufen, im ganzen betrachtet, am günstigsten zu sein, eine niederohmige Ansteuerung, das heißt einen Betrieb gemäß der Kennlinie $I_C = f(U_{BE})$, anzustreben und außerdem von dem reinen B-Betrieb auf einen AB-Betrieb mit etwas gleitenden Arbeitspunkten überzugehen.

Zu den bis jetzt beschriebenen symmetrischen Verzerrungen durch die Kennlinienkrümmungen im Übernahmebereich bei kleinen Aussteuerungen und im Bereich des Rückganges der Stromverstärkung bei großen Aussteuerungen gesellen sich in der Gegentaktschaltung leicht unsymmetrische Verzerrungen. Sie treten auf, wenn die I_C/I_B-Kennlinien der beiden Transistoren verschieden stark geneigt und gekrümmt sind, also die Stromverstärkungen und ihre Abnahmetendenzen unterschiedlich sind. Ist zum Beispiel die Stromverstärkung des einen Transistors generell größer als die des anderen, werden die von ihm übertragenen und verstärkten Stromhalbperioden immer größer als die des anderen Transistors sein. Die Unsymmetrie in den positiven und negativen Amplituden führt zur Entstehung gerad-

zahliger Vielfacher der Grundschwingung, also der Frequenzen 2ω, 4ω ... Damit sich diese Klirrfrequenzen nicht ausbilden können, müssen die Transistoren paarweise so ausgesucht werden, daß sie außer auf annähernd gleichen Ruhestrom für ein bestimmtes kleines U_{BE} zusätzlich in zwei weiteren Punkten auf annähernd gleichen Basisstrom für jeweils gleiches I_C oder gleiches I_E überprüft werden. Es bleiben dann zum Schluß nur die symmetrischen Verzerrungen mit ihren 3ω-, 5ω-Oberschwingungen übrig; sie lassen sich durch Gegenkopplungsschaltungen weitgehend unterdrücken.

In den technischen Schaltungen des Gegentakt-B-Verstärkers wird die U_B-Batterie vom *Bild 286*, die der Basis die notwendige Vorspannung zu erteilen hat, durch einen Spannungsteiler ersetzt, der aus der Hauptbatterie gespeist wird (*Bild 294*).

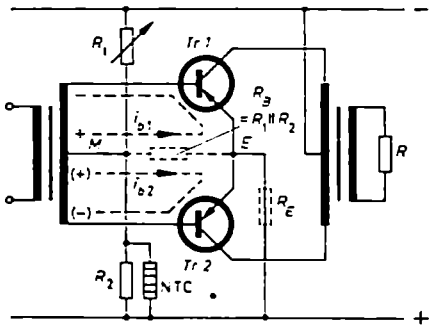


Bild 294. Schaltung einer GB-Endstufe mit Basisspannungsteiler und Arbeitspunktstabilisierung durch NTC-Widerstand

R_1 ist veränderlich und dient zur Einstellung des Kollektorruhestromes. Auf einen den Arbeitspunkt stabilisierenden Emitterwiderstand R_E wird bei größeren Verstärkerleistungen verzichtet. Einmal verbraucht er bei größeren Emitterströmen viel Leistung, und zum anderen verursacht er, da er in GB-Schaltungen aus Gründen, die noch erörtert werden, kapazitiv nicht überbrückt werden darf, eine in den meisten Fällen unerwünscht hohe Wechselstromgegenkopplung.

Ist $R_E = 0$, so liegen für den eingangsseitigen Signalstrom die beiden Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2 wegen des verschwindend kleinen Wechselstrominnenwiderstandes der Speisebatterie parallel zueinander und gleichzeitig zwischen der Mittelanzapfung M des Eingangsübertragers und dem Verbindungspunkt E der beiden Transistoren (im *Bild 294* gestrichelt eingetragen). Der zu verstärkende Eingangsstrom nimmt in beiden Halbperioden seinen Weg in der Richtung von M nach E über die Parallelschaltung von R_1 und R_2. In der einen Halbperiode fließt er dann über den oberen Transistor und in der anderen Halbperiode über den unteren Transistor zum Eingangsübertrager zurück. Hieraus folgt erstens, daß der Spannungsteiler verhältnismäßig niederohmig ausgelegt werden muß, wenn die Nutzenergie, vor allem bei kleinen Aussteuerungen mit eingeprägter Spannung, möglichst in voller Stärke der Basis/Emitter-Steuerstrecke zugute kommen soll. Zweitens darf R_2 nicht, wie etwa im *Bild 274 (a)*, durch einen Kondensator überbrückt

werden. Die über die R_2C-Kombination fließenden Ströme sind Halbperiodenströme gleicher Richtung. Sie würden an ihr, da sie immer von M nach E fließen, eine zusätzliche Gleichspannung aufbauen (Zweiweggleichrichtereffekt der Basis/Emitter-Dioden mit Einglättungswirkung des Ladekondensators). Die Polung der Gleichspannung würde so sein, daß das Potential von M und damit der beiden Basisanschlüsse ins Positive verschoben würde, was zu einer vollständigen Sperrung der beiden Transistoren führen müßte. Aus dem gleichen Grunde darf auch ein etwaiger R_E-Widerstand nicht kapazitiv überbrückt werden. Die in den Emitterzuleitungen fließenden Ströme würden, da sie ebenfalls keine reinen Wechselströme, sondern Halbperiodenströme gleicher Richtung sind, den Überbrückungskondensator so aufladen, daß die Potentiale der Emitter dabei ins Negative verschoben und die Transistoren gesperrt werden würden.

Um bei einem niederohmigen Basisspannungsteiler und damit fester Basisvorspannung sowie bei fehlendem Emitterwiderstand dennoch eine genügend gute Stabilisierung des Arbeitspunktes zu erreichen, wird parallel zu R_2 ein passender Heißleiter (NTC-Widerstand oder Thernewid) geschaltet. Er muß einen guten Wärmekontakt zu den Transistoren haben, damit er sich möglichst schnell und vollkommen auf ihre Kristalltemperatur einstellt. Denn nur dann wird beispielsweise bei einer Temperaturerhöhung der Heißleiter seinen Widerstand und damit die Basisvorspannung so herabsetzen können, daß der Ruhestrom nicht unerlaubt hoch ansteigt.

Beispiel 11

Es ist eine Gegentakt-B-Endstufe mit den Transistoren OC 30 zu entwerfen. Der Verstärker soll bis zu einer Umgebungstemperatur von 55 °C arbeiten. Als Speisequelle steht eine Batterie mit 7 V Spannung zur Verfügung. Laut Datenblatt des OC 30 gelten für ihn folgende Grenzwerte: $\vartheta_j = 75\,°C$ mit $R_{i\,therm} = 7{,}5\,°C/W$, $-U_{CE\,max\,zul} = 32$ V und $-I_{C\,max\,zul} = 1{,}4$ A. Seine Kennlinien sind im *Bild 295* wiedergegeben.

Die maximal zulässige Verlustleistung des einzelnen Transistors bei 55 °C Umgebungstemperatur und Montage ohne Zwischenisolation auf einer Aluminiumplatte von 50 × × 100 × 1,5 mm³ errechnet sich entsprechend Gl. (225) nach der Formel

$$P_{C\,max\,zul} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{umg}}{R_{therm}}$$

Darin ist

$$R_{therm} = R_{i\,therm} + R_{a\,therm}$$

Laut Datenblatt ist $R_{i\,therm} = 7{,}5\,°C/W$
Nach Gl. (211) ist mit $F = 5 \times 10 = 50\,cm^2$

$$R_{a\,therm} \approx \frac{1}{1{,}5\,\frac{mW}{°C\,cm^2}\,F} = \frac{1}{1.5 \cdot 50\,mW/°C} \approx 0{,}0133\,°C/mW = 13{,}3\,°C/W$$

Damit wird

$$P_{C\,max\,zul} = \frac{(75 - 55)\,°C}{(7{,}5 + 13{,}3)\,°C/W} = 0{,}963\,W$$

Aus $P_{C\,max\,zul}$ folgt nach Gl. (237) für R_L ein minimal zulässiger Wert von

$$R_L \geq \frac{U_{Batt}^2}{10\,P_{C\,max\,zul}} = \frac{(7\,V)^2}{10 \cdot 0{,}963\,W} \approx 5{,}1\,\Omega$$

R_L muß außerdem der Beziehung von Gl. (230) genügen. Danach muß sein

$$R_L \geq \frac{U_{Batt} - U_{Crest}}{I_{C\,max\,zul}} = \frac{7 - 0{,}5\ V}{1{,}4\ A} = 4{,}65\,\Omega$$

Im vorliegenden Fall ist der Wert von 5,1 Ω kritischer, so daß er der folgenden Rechnung zugrunde zu legen ist. Zunächst folgt aus dieser Festlegung rückwärts für den Spitzenstrom

$$i_{C\,max} = \frac{U_{Batt} - U_{Crest}}{R_L} = \frac{6{,}5\,V}{5{,}1\,\Omega} = 1{,}27\,A$$

Die Differenz $U_{Batt} - U_{Crest}$ stellt den größtmöglichen Scheitelwert der Kollektorwechselspannung dar. Mit $i_{C\,max} = 1{,}27$ A und $\hat{u}_{C\,max} = 6{,}5$ V läßt sich die von dem einzelnen Transistor abgebbare Wechselstromleistung berechnen. Entsprechend Gl. (233) ist

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{i_C \hat{u}_C}{2} = \frac{1}{4} \cdot 1{,}27\,A \cdot 6{,}5\,V = 2{,}06\,W$$

Für die von dem einzelnen Transistor maximal aufgenommene Gleichstromleistung ergibt sich, wenn man die Verluste in der Primärwicklung des Ausgangsübertragers vernachlässigt, nach Gl. (235)

$$P_{C\_} \approx U_{Batt} \frac{i_{C\,max}}{\pi} = 7\,V \frac{1{,}27\,A}{\pi} = 2{,}82\,W$$

Da die betriebliche Kollektorverlustleistung $P_{C\,betr}$ gleich der aufgenommenen Gleichstromleistung abzüglich der abgegebenen Wechselstromleistung ist, wird im vorliegenden Fall

$$P_{C\,betr} = P_{C\_} - P_{\sim} = 2{,}82\,W - 2{,}06\,W = 0{,}76\,W$$

Dieser Wert liegt etwas niedriger als der oben errechnete höchstzulässige Wert von 0,963 W, so daß von seiten der Erwärmung der 5,1-Ω-Widerstand als zulässig bezeichnet werden kann. Der einzelne Transistor arbeitet mit einem Wirkungsgrad von

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{C\_}} = \frac{2{,}06\,W}{2{,}82\,W} = 73\%$$

So dimensioniert, gibt der GB-Verstärker an den Ausgangsübertrager und seine Belastung eine Gesamtwechselstromleistung von maximal etwa $2 \cdot 2\,W = 4\,W$ ab; die Verzerrungen sind dabei nicht berücksichtigt. Wie aus den Ableitungen hervorgeht, ist bei allen benutzten Formeln ein sinusförmiger Verlauf der Ströme und Spannungen vorausgesetzt worden.

Um die Verzerrungen nicht zu groß werden zu lassen und einen etwas größeren Sicherheitsabstand gegenüber der kritischen Erwärmung zu erzielen, soll der OC 30-GB-Verstärker im folgenden nicht mit einem Spitzenstrom von 1,27 A, sondern nur mit

$$i_{C\,max} = 1\,A$$

betrieben werden. Da der Scheitelwert der Wechselspannung $\hat{u}_{c\,max}$ weiterhin gleich der Differenz $U_{Batt} - U_{C\,rest} = 6{,}5$ V gewählt werden soll, ergibt sich hieraus für den endgültigen Belastungswiderstand des einzelnen Transistors ein Wert von

$$R_L = \frac{\hat{u}_{c\,max}}{\hat{i}_{c\,max}} = \frac{6{,}5\text{ V}}{1\text{ A}} = 6{,}5\,\Omega$$

Die Wechselstromleistung geht hierbei gegenüber dem Wert von 2,06 W zurück, und zwar auf

$$P_\sim = \frac{1}{2}\,\frac{\hat{u}_c\,\hat{i}_c}{2} = \frac{6{,}5\text{ V} \cdot 1\text{ A}}{4} = 1{,}625\text{ W}$$

Der GB-Verstärker wird damit insgesamt zu einem 3,2-W-Verstärker oder, wenn man gewisse Abstriche für in den Formeln nichtberücksichtigte Verlustquellen macht, zu einem 3-W-Verstärker.

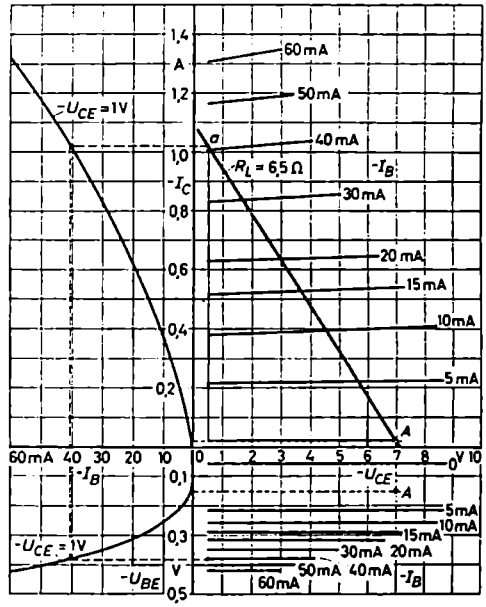


Bild 295. Zum *Beispiel 41*: Vierfelderkennliniendiagramm des Leistungstransistors OC 30

Mit den bisher gefundenen Werten kann man jetzt in das Kennlinienfeld des OC 30 (*Bild 295*) gehen und dort den Arbeitspunkt A im nichtausgesteuerten Zustand festlegen sowie die erforderlichen Eingangsgrößen abgreifen. Der Kollektorruhestrom I_C wird nach Gl. (227) zu 2% von $\hat{i}_{c\,max} = 1$ A, also zu

$$I_C = 0{,}02 \cdot 1\text{ A} = 20\text{ mA}$$

gewählt. Schätzt man den Wicklungswiderstand der Primärwicklung zu 0,5 Ω, so wird an ihm im Ruhezustand eine Spannung von 10 mV verbraucht. Sie ist so klein, daß der

Arbeitspunkt praktisch senkrecht über $U_B = 7$ V liegt. Von A aus wird eine Gerade durch den Punkt a mit den Koordinaten $-U_{C\,rest} = 0{,}5$ V und $-(i_{c\,max} + I_C) = (1 + 0{,}02)$ A gezogen. Sie stellt die Wechselstromwiderstandsgerade $R_\sim = R_L = 6{,}5\,\Omega$ dar. Punkt a liegt eben über der Kennlinie für $-I_B = 40$ mA, schätzungsweise bei 40,5 mA. Der Spitzenwert des eingangsseitigen Steuerstromes muß also $-i_{b\,max} = 40{,}5$ mA sein.

Zu dem Kollektorruhestrom von $I_C = 20$ mA gehört nach der Kennlinie im 2. Quadranten ein Basisruhestrom von $-I_B \approx 0{,}5$ mA und nach der Kennlinie im 3. Quadranten, ebenfalls sehr schlecht ablesbar, eine Basisruhespannung von $-U_{BE} \approx 0{,}15$ V. Wird der Gegentaktverstärker, wie vorgesehen, schaltungsmäßig nach *Bild 294* mit Basisspannungsteiler ausgeführt, müssen der Widerstand R_2 und der parallele NTC-Widerstand so ausgelegt werden, daß an ihnen 0,15 V entstehen. Der veränderbare Widerstand R_1 muß die Differenzspannung zwischen $U_{Batt} = 7$ V und $-U_{BE} = 0{,}15$ V, also 6,85 V aufnehmen. Nach den Darlegungen im vorigen Abschnitt muß der Spannungsteiler niederohmig gemacht werden, damit an ihm keine merklichen Wechselspannungsverluste auftreten und möglichst die gesamte Eingangsenergie der Basis/Emitter-Steuerstrecke zugeführt wird. Bei Kollektorströmen bis maximal 1 A wird man für den Querstrom etwa 50 mA opfern dürfen. Hiermit ergibt sich für die R_2-Kombination ein Wert von

$$R_2 \,|\, R_{NTC} = \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{150\text{ mV}}{50\text{ mA}} = 3\,\Omega$$

und für den R_1-Regelwiderstand ein Wert von

$$R_1 = \frac{U_{Batt} - U_{BE}}{I_q + 2\,I_B} = \frac{6850\text{ mV}}{(50 + 1)\text{ mA}} = 135\,\Omega$$

Nach den Kennlinien im 4. Quadranten gehört zum Höchstwert $-i_{b\,max}$ des Basisstromes von 40,5 mA ein Höchstwert der Basissteuerspannung von $-u_{be\,max} = 380$ mV. Die Differenzen zwischen den Höchst- und Ruhewerten liefern die Scheitelwerte der Eingangsgrößen. Im vorliegenden Fall wird

$$\hat{i}_{b\,max} = |i_{b\,max}| - |I_B| = 40{,}5\text{ mA} - 0{,}5\text{ mA} = 40\text{ mA}$$

und

$$\hat{u}_{be\,max} = |u_{be\,max}| - |U_{BE}| = 380\text{ mV} - 150\text{ mV} = 230\text{ mV}$$

Vernachlässigt man die Kennlinienkrümmung, so kann man sagen, daß der einzelne Transistor im Moment maximaler Aussteuerung einen Eingangswiderstand von

$$R_{ein} \approx \frac{\hat{u}_{be\,max}}{\hat{i}_{b\,max}} = \frac{230\text{ mV}}{40\text{ mA}} \approx 5{,}8\,\Omega$$

hat. Bei kleineren Aussteuerungen wird R_{ein} erheblich größer werden. Immerhin macht es dieser Wert von 5,8 Ω verständlich, daß man für die R_2-Kombination keinen wesentlich größeren Ohmwert als die oben veranschlagten 3 Ω zulassen darf.

Hinsichtlich der Eingangssteuerleistung liegen die Verhältnisse folgendermaßen: Während der einen Halbperiode fließt durch den einen und während der anderen Halbperiode durch den anderen Transistor ein Wechselstrom. Der Halbperiodenstrom des einzelnen Transistors hat bei maximaler Aussteuerung einen Effektivwert von

$$I_b = \frac{1}{2}\,\frac{\hat{i}_{b\,max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}\,\frac{40}{\sqrt{2}}\text{ mA} = 14{,}1\text{ mA}$$

Die Wechselspannung hat, da sie in beiden Halbperioden voll am Transistor liegt, einen Effektivwert von

$$U_{be} = \frac{\hat{u}_{be\,max}}{\sqrt{2}} = \frac{230\,\text{mV}}{\sqrt{2}} \approx 163\,\text{mV}$$

Mithin benötigt der einzelne Transistor bei maximaler Aussteuerung eine Eingangsleistung von

$$P_{ein} = I_b U_{be} = 0{,}014\,\text{A} \cdot 0{,}163\,\text{V} = 0{,}0023\,\text{W}$$

und der ganze GB-Verstärker für seine beiden Transistoren das Doppelte, also

$$P_{ein\,ges} \approx 4{,}6\,\text{mW}$$

Unter Berücksichtigung der Verluste im Basisspannungsteiler und im Eingangsübertrager kann man für die erforderliche Ausgangsleistung der vorhergehenden Treiberstufe einen Wert von etwa dem Doppelten dieser Eingangsleistung veranschlagen, also im ganzen etwa 10 mW.

Das Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers wird so gewählt, daß bei Vollaussteuerung der Eingangswiderstand des GB-Verstärkers auf der Primärseite mit dem Wert $R_{L\,Tr}$ erscheint, der für die Treiberstufe als optimal ermittelt wurde. Da der Übertrager sekundärseitig immer nur halbseitig belastet wird, muß angesetzt werden

$$R_{L\,Tr} = \ddot{u}'^2\, R^*_{ein} = \left(\frac{w_1}{w_2/2}\right)^2 R^*_{ein}$$

In R^*_{ein} steckt außer dem eigentlichen Transistoreingangswiderstand R_{ein} auch der davorliegende Widerstand $R_B = R_1 \| R_2$ des Basisspannungsteilers. Hieraus folgt

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_{L\,Tr}}{R^*_{ein}}} \tag{238}$$

Nimmt man beispielsweise an, daß die Treiberstufe einen Abschlußwiderstand von etwa $R_{L\,Tr} = 70\,\Omega$ benötigt und der wirksame Eingangswiderstand der GB-Verstärkerschaltung etwa $(5{,}8 \div 3)\,\Omega = 8{,}8\,\Omega$ ist, so ergibt sich nach Gl. (238)

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{70\,\Omega}{8{,}8\,\Omega}} \approx 1{,}4$$

Bei der weiteren Dimensionierung des Eingangsübertragers, vor allem bei der Ermittlung der erforderlichen Wicklungsinduktivität, hat man zu beachten, daß bei kleinen Aussteuerungen der Eingangswiderstand des GB-Verstärkers erheblich wächst. Da R_{ein} stark auf die Größe der Induktivität eingeht, und zwar in dem Sinn, daß mit wachsender Größe der Wirkwiderstände auch die Induktivitätsforderung wächst, müssen für die Berechnung von L_1 die Verhältnisse bei kleinen Signalspannungen herangezogen werden. Umgekehrt hat die Festlegung der zulässigen Wicklungswiderstände nach den Verhältnissen bei großen Eingangssignalen, bei denen bei relativ kleinen Spannungen starke Ströme fließen, zu erfolgen. Beide Punkte, die hohen Induktivitätsanforderungen und die kleinen zulässigen Wicklungswiderstände, bedingen, daß der Eingangsübertrager eines GB-Verstärkers trotz seiner wesentlich geringeren zu übertragenden Leistung meistens fast ebensogroß wie der Ausgangsübertrager wird.

h) Gegenkopplungsschaltungen

Die Gegenkopplung hat verschiedene Eigenschaften, die in Transistorschaltungen vorteilhaft ausgenutzt werden. Über die Gleichstromgegenkopplung zur Stabilisierung des Arbeitspunktes bei Temperaturschwankungen und Exemplarstreuungen ist schon berichtet worden. In diesem Abschnitt wird die Wechselstromgegenkopplung behandelt. Mit ihrer Hilfe lassen sich unter Opferung von Verstärkung, genau wie in den Röhrenschaltungen, die nichtlinearen und linearen Verzerrungen vermindern, die Verstärkungsunterschiede bei Exemplaraustausch ausgleichen, der Frequenzgang in gewünschter Weise durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung verformen und schließlich die Ein- und Ausgangswiderstände beeinflussen. In den Vorstufen wendet man die Wechselstromgegenkopplung an, um die Verstärkungsstreuungen beim Auswechseln der Transistoren kleinzuhalten. In den Endstufen hat die Gegenkopplung hauptsächlich die Aufgabe, den Klirrfaktor zu verbessern. Daneben soll sie bei NF-Transistoren größerer Leistung, deren Grenzfrequenz in der Emitterschaltung vielfach unter 10 kHz liegt, den Spannungsfall an der oberen Übertragungsgrenze verbessern helfen.

Die Gegenkopplungsschaltungen in den Transistorgeräten haben eine weitgehende Ähnlichkeit mit denen der Röhrengeräte. Dies gilt vor allem für die Emitterschaltung und hängt mit der Gleichheit der Phasenbeziehungen zusammen, die zwischen den Ein- und Ausgangsgrößen der Emitterschaltung eines Transistors und der normalen Katodenbasisschaltung einer Röhre herrschen. In der Emitterschaltung hat nach *Bild 271* der Emitterwechselstrom i_e in Abhängigkeit von der Polung der Eingangsspannung u_1 die gleiche Richtung wie der Katodenwechselstrom einer Röhre, und die Kollektorwechselspannung u_c ist wie die Anodenwechselspannung in Gegenphase zur Eingangsspannung u_1. In der Basisschaltung gilt nach *Bild 272* das gleiche wohl für den Strom i_b, aber nicht für die Kollektorspannung, u_c oder u_{RL} verlaufen hier gleichphasig mit der Eingangsspannung u_1. Die Kollektorschaltung weist strom- und spannungsmäßig die entgegengesetzten Phasenbeziehungen wie die Emitterschaltung auf.

Je nachdem, ob man die gegenzukoppelnde Energie aus dem verstärkten Strom oder der verstärkten Spannung herleitet, unterscheidet man die Strom- und Spannungsgegenkopplung. Die Strom-GK der Emitterschaltung benutzt den kapazitiv nichtüberbrückten Emitterwiderstand R_E. An ihm ruft nach *Bild 296* der Emitterstrom i_e, der praktisch gleich dem verstärkten Kollektorstrom i_c ist, eine Spannung u_{RE} hervor, die der Eingangsspannung u_1 entgegenwirkt und die resultierende Steuerspannung des Transistors auf

$$u_{be} = u_1 - u_{RE}$$

reduziert. Die Strom-GK hat in dieser Form wie bei der Röhrenschaltung die Eigenschaft, den ausgangsseitigen Innenwiderstand der Verstärkerstufe zu erhöhen. Sie zielt auf eine Stabilisierung des Ausgangsstromes hin, denn jede Änderung im Strom wird über R_E dem Eingang zurückgemeldet und veranlaßt dort eine Korrektur der

Eingangsspannung. Je kleiner aber die Stromänderung Δi_e, die übrigbleibt, wird, desto größer wird nach der Formel $R_{aus} = \frac{\Delta u_e}{\Delta i_e}$ der Ausgangswiderstand.

Gleichzeitig erhöht die Strom-GK den Eingangswiderstand der gegengekoppelten Verstärkerstufe. Dies wird plausibel, wenn man sich klarmacht, daß man dem Transistor in der Schaltung nach *Bild 296* an den Klemmen ab eine um die gegengekoppelte Spannung u_{RE} größere Eingangsspannung anbieten muß, wenn er den

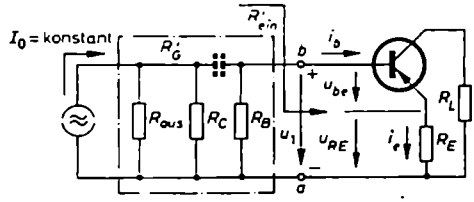


Bild 296. Stromgegenkopplung in der Emitterschaltung

gleichen Steuerstrom i_b wie ohne GK aufnehmen soll. Der Quotient aus der größeren Eingangsspannung und dem gleichen Eingangsstrom ergibt einen höheren Eingangswiderstand. Formelmäßig gilt, wenn man statt der Momentanwerte die Wechselstromeffektivwerte einführt und den Eingangswiderstand bei GK durch einen Strich kennzeichnet,

$$R'_{ein} = \frac{U'_1}{I_b} = \frac{U_{be} + U_{RE}}{I_b} = \frac{U_{be}}{I_b} + \frac{R_E I_e}{I_b}$$

oder

$$R'_{ein} = R_{ein} + R_E(1 + v_i) \tag{239}$$

Die Strom-GK ist um so wirkungsvoller, je niederohmiger die Schaltung vor den Klemmen ab ist, das heißt, je mehr die Transistorstufe mit eingeprägter Spannung gespeist wird. Denn nur in diesem Fall ändert die gegengekoppelte Spannung wirklich in entscheidender Weise die wirksame, resultierende Eingangsspannung des Transistors. Bei reiner Stromsteuerung aus hochohmiger Signalquelle würde der gegengekoppelten Transistorstufe unabhängig von ihrem Eingangswiderstand immer der gleiche Steuerstrom i_b aufgezwungen und damit der Transistor unabhängig von der gegengekoppelten Spannung auch spannungsmäßig in der alten Weise ausgesteuert werden. Das würde jedenfalls so lange gelten, wie der nach Gl. (239) errechnete Eingangswiderstand R'_{ein} klein gegenüber dem resultierenden Innenwiderstand R'_i der Generatorseite ist. R'_G setzt sich nach *Bild 296* aus der Parallelschaltung des Ausgangswiderstandes R_{aus} des vorhergehenden Transistors, seines Kollektorwiderstandes R_C und des resultierenden Widerstandes R_B des Basisspannungsteilers zusammen. Im Grenzfall eines sehr großen Emitterwiderstandes und verschwindend kleinen Kollektorwiderstandes geht die stromgegengekoppelte Emitterschaltung in die Kollektorschaltung über. In dieser Form wird sie manchmal zu dem einzigen Zweck benutzt, den Eingangswiderstand einer Transistorstufe zwecks Anpassung an eine hochohmige Signalquelle zu erhöhen.

Die Spannungs-GK kann entweder nach *Bild 297* direkt vom Kollektor aus oder nach *Bild 298* von der Sekundärseite oder einer eigens dafür vorgesehenen dritten Wicklung des Ausgangsübertragers aus auf die Basis erfolgen. Der Gegenkopplungswiderstand R_{GK} bestimmt zusammen mit dem resultierend wirksamen Widerstand R^* durch Spannungsteilung den Bruchteil der Ausgangsspannung, der auf die Eingangsseite zurückgekoppelt wird.

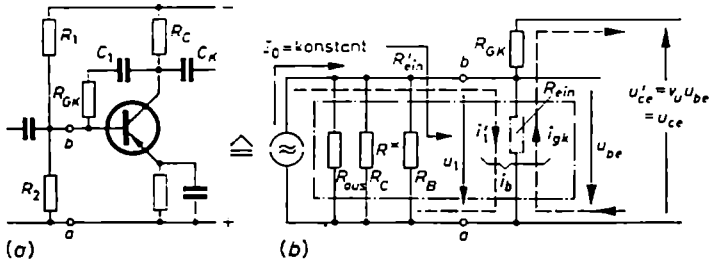


Bild 297. (a) Spannungsgegenkopplung in der Emitterschaltung mit (b) Ersatzschaltung zur Berechnung des Eingangswiderstandes der gegengekoppelten Stufe

Um im Fall der Schaltung nach *Bild 298* den Einfluß der Streuinduktivitäten der Übertrager auf die Phasenlage der rückgekoppelten Spannung auszugleichen, wird parallel zu R_{GK} ein passender Kondensator C_2 geschaltet. Der Kondensator C_1 im *Bild 297* dient in erster Linie zur Abblockung der Kollektorgleichspannung von der

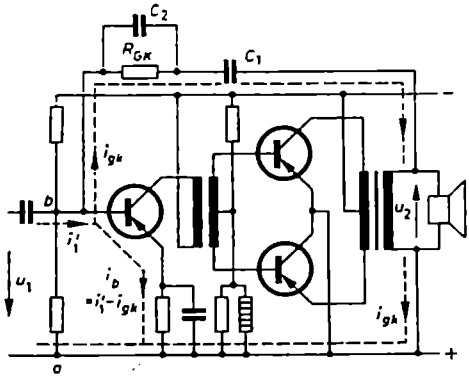


Bild 298. Spannungsgegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers aus auf die Eingangsseite der Treiberstufe

Basis; or kann aber auch, wenn er mit Absicht klein gewählt wird, in den unteren Frequenzlagen durch Schwächung der Gegenkopplung zu einer „Tiefenanhebung" herangezogen werden.

Die Schaltungen der Spannungs-GK erniedrigen den Eingangswiderstand der Verstärkerstufe, denn bei gleicher Eingangswechselspannung $u_1 = u_{b_e}$ und damit glei-

chem Steuerstrom i_b im Transistor nehmen sie an den Klemmen ab einen um den Gegenkopplungsstrom i_{gk} größeren Strom i_1' auf. Aus dem Ansatz

$$i_b = i_1' - i_{gk}$$

oder

$$i_1' = i_b + i_{gk}$$

folgt

$$R_{ein}' = \frac{U_1}{I_1'} = \frac{U_1}{I_b + I_{gk}} = \frac{U_1}{I_b} \frac{1}{1 + I_{gk}/I_b} = \frac{R_{ein}}{1 + I_{gk}/I_b} \tag{240}$$

Nun ist, wenn I_b auf dem alten Wert gehalten wird, die Ausgangswechselspannung U_{ce}' mit Gegenkopplung gleich der Ausgangswechselspannung U_{ce} ohne Gegenkopplung. Da aber $U_{ce} = v_u U_{be} = v_u R_{ein} I_b$ ist, ergibt sich in Anlehnung an *Bild 297* (*b*) ein rückgekoppelter Strom von

$$I_{gk} = \frac{U_{ce}}{R_{GK} + R^*} = v_u \frac{R_{ein}}{R_{GK} + R^*} I_b$$

oder

$$I_{gk}/I_b = v_u \frac{R_{ein}}{R_{GK} + R^*}$$

R^* stellt hier ähnlich R_g' in der entsprechenden Röhrenschaltung (*Bild 146c* und *d*) den gesamten zwischen der Basis- und Emitterzuleitung wirksamen Widerstand dar. In erster Näherung kann er wegen der Kleinheit von R_{ein} gleich diesem Widerstand gesetzt werden. Damit wird

$$R_{ein}' \approx \frac{R_{ein}}{1 + v_u \dfrac{R_{ein}}{R_{GK} + R_{ein}}} \approx \frac{R_{ein}}{1 + v_u \dfrac{R_{ein}}{R_{GK}}} \tag{241}$$

Da ein niederohmiger Generator in der Lage ist, den Zusatzstrom I_{gk} ohne Reduzierung des Steuerstroms I_b zu liefern, oder mit anderen Worten, ein niederohmiger Generator die Steuerspannung unabhängig von dem rückgekoppelten Strom immer konstanthält, ist die Spannungs-GK bei Spannungsaussteuerung unwirksam. Sie setzt einen hochohmigen Generator, der nur einen ganz bestimmten, fest definierten Strom abzugeben imstande ist, also Stromeinprägung, voraus. Denn nur dann wird bei zunehmendem Gegenkopplungsstrom I_{gk} der resultierende Steuerstrom I_b um das gleiche Maß zurückgehen und die Gegenkopplung voll wirksam werden. In der Praxis versucht man die Schaltung so auszulegen, daß das Verhältnis I_{gk}/I_b, das, wie der Vergleich von Gl. (240) mit Gl. (241) erkennen läßt, näherungsweise gleich $v_u R_{ein}/R_{GK}$ ist, einen Wert zwischen 2 und 5 annimmt.

2. Schwingschaltungen mit Transistoren

Jede Oszillatorschaltung muß zwei Elemente enthalten, einen Verstärkerteil und ein Rückkopplungsnetzwerk. Dazu kommen eine Vorrichtung, die die Frequenz festlegt, und eine Vorrichtung, die die bei der Selbsterregung sich aufschaukelnden

Amplituden auf stabile Werte begrenzt. Das frequenzbestimmende Schaltglied und der Amplitudenbegrenzer können entweder im Verstärkungsweg oder im Rückkopplungsweg liegen.

Wie in den Röhrenschaltungen, so kommt auch in den Schwingschaltungen mit Transistoren eine Schwingungsanfachung nur dann zustande, wenn die Schleifenverstärkung, das Produkt aus dem Verstärkungsmaß v und dem Übertragungsmaß f des Rückkopplungsnetzwerkes, reell und gleich Eins ist. Die Verhältnisse sind in einer Transistorschaltung nur insofern verwickelter, als es hier wegen des niedrigen Eingangswiderstandes der Transistoren darauf ankommt, daß neben der Spannung ein Strom in richtiger Stärke und Phasenlage zurückgekoppelt wird. In den Röhrenschaltungen mit ihren hohen Eingangswiderständen braucht nur eine Spannung auf den Eingang rückgekoppelt zu werden.

Der Flächentransistor in der Emitterschaltung verhält sich hinsichtlich der Phasenbeziehungen zwischen seinen Ein- und Ausgangsgrößen, sowohl was die Spannungen als auch was die Ströme anbelangt, genauso wie die Röhre in ihrer Normalschaltung (Katodenbasisschaltung). Hieraus erklärt sich, daß die bei den Röhren benutzten Grundschaltungen zur Schwingungserzeugung ohne weiteres auf den Transistor in Emitterschaltung übertragen werden können. Dies gilt sowohl für *LC*- (Schwingkreis-) als auch für *RC*-Generatoren.

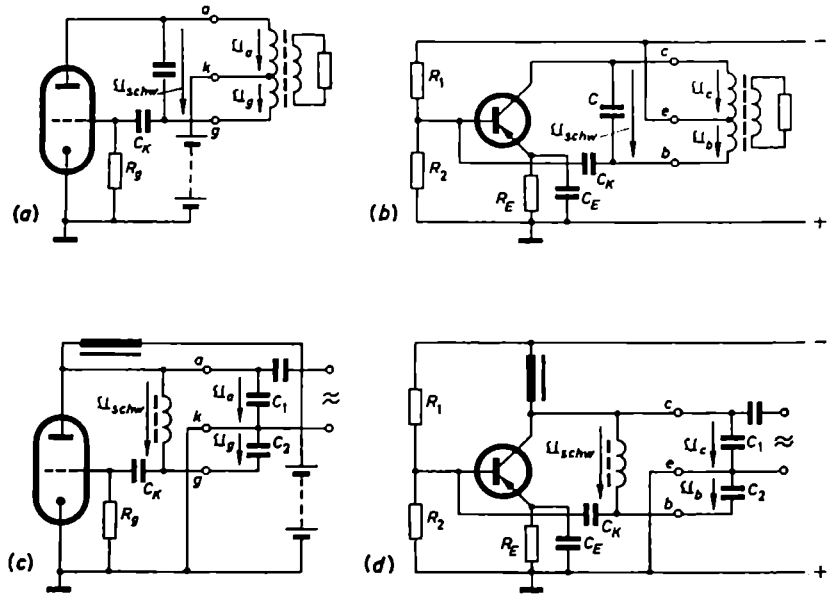


Bild 299. Analoge Oszillatorschaltungen mit Röhren und Transistoren. (a und b) Hartley-Schaltungen; (c und d) Colpitts-Schaltungen

Die *Bilder 299* (*a* bis *d*) zeigen jeweils das Prinzip eines *LC*-Generators mit Röhre beziehungsweise Transistor, und zwar in der induktiven und kapazitiven Dreipunktschaltung. Man erkennt die weitgehende Ähnlichkeit der beiden Schaltungen. Sobald sich eine Schwingung erregt, tritt am *LC*-Kreis die Schwingkreisspannung U_{schw} auf. Sie teilt sich nach Maßgabe des Abgriffs an der Spule beziehungsweise an der Kondensatorkette $C_1 C_2$ in zwei Teilspannungen auf. In der Röhrenschaltung sind es die Anodenspannung $U_{ak} = U_a$ und die Gitterspannung $U_{gk} = U_g$, in der Transistorschaltung sind es die Kollektorspannung $U_{ce} = U_c$ und die Basisspannung $U_{be} = U_b$. In der Röhrenschaltung liegen parallel zu den Klemmen *gk* der Röhreneingangswiderstand und die $R_g C_K$-Kombination. Beide sind als hochohmig gegenüber dem induktiven oder kapazitiven Blindwiderstand zwischen den Klemmen anzusehen. Infolgedessen liegt U_{gk} ziemlich genau in Gegenphase zu U_a, so daß hier die Phasenbedingung als annähernd erfüllt angesehen und damit gerechnet werden kann, daß der Generator praktisch in der Eigenfrequenz des Schwingkreises schwingt. In der Transistorschaltung liegt dagegen parallel zu den Klemmen *bc* außer $R_B = R_1 \| R_2$ der sehr niederohmige und bei tiefen Frequenzen reelle Eingangswiderstand R_{ein} des Transistors. Dies bedingt eine starke ohmsche Komponente in der Spannung U_b, so daß sie nicht mehr wie U_c eine reine Blindspannung ist und in genauer Gegenphase zu ihr liegt. Als Folge der nichterfüllten Phasenbedingung (Abschnitt E.I.2.) weicht die sich einstellende Frequenz stärker von der Eigenfrequenz des Schwingkreises ab. Der Verstärkungsverlust bei dieser Verstimmung muß durch einen entsprechend hohen Abgriff *e* ausgeglichen werden.

Der Kondensator C_K in den Röhrenschaltungen dient einmal zum Abblocken der Anodengleichspannung vom Gitterkreis und zum anderen im Zusammenwirken mit dem Gitterwiderstand R_g auf Grund des Audiongleichrichteffektes zur Erzeugung der Gittervorspannung. Das $C_K R_g$-Glied stabilisiert und begrenzt zugleich durch Verschieben des Arbeitspunktes die Höhe der sich aufschaukelnden Wechselspannungen. In den Transistorschaltungen wird der Arbeitspunkt durch den kapazitiv überbrückten Emitterwiderstand R_E stabilisiert. Die notwendige Basisvorspannung wird in bekannter Weise durch den $R_1 R_2$-Spannungsteiler hergestellt. Die Amplituden, die, wenn die Rückkopplung zu stark ist, sich immer weiter aufschaukeln, werden zum Teil im Verstärkungsweg, in der Hauptsache aber im Rückkopplungsweg begrenzt. Im Verstärkungsweg wirkt sich der Rückgang der Stromverstärkung mit der Höhe der Aussteuerung begrenzend aus. Im Rückkopplungsweg kommt es dadurch zu einer Begrenzung, daß der Transistoreingangswiderstand mit zunehmender Aussteuerung immer kleiner wird und dadurch den Schwingkreis in zunehmender Stärke bedämpft und verstimmt.

Bild 300 zeigt einen Transistor-*RC*-Generator für tiefe Frequenzen. Vergleicht man seine Schaltung mit der eines Röhren-*RC*-Generators (*Bild 411*), so erkennt man auch hier die weitgehende Verwandtschaft zwischen den Transistor- und Röhrenschwingschaltungen. Der kapazitiv nichtüberbrückte und damit wechselstrommäßig gegenkoppelnde R_{E1}-Emitterwiderstand dient zur Frequenzstabilisierung.

Das Analogon zu den Huth-Kühn-Schwingschaltungen der Röhren (*Bild 390*) stellt die im *Bild 301* wiedergegebene Transistorschaltung dar. Es handelt sich hier um

eine Emitterschaltung, bei der die Rückkopplung vom Ausgangskreis (Kollektorkreis) auf den Eingangskreis (Basiskreis) über die innere Rückwirkung stattfindet. Damit die Schwingungen sicher einsetzen, wird die innere Kollektorsperrschichtkapazität durch eine äußere Kapazität C künstlich vergrößert.

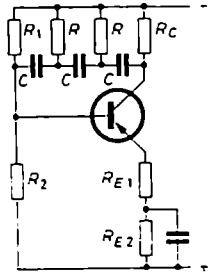


Bild 300. Prinzipschaltung eines Transistor-*RC*-Generators

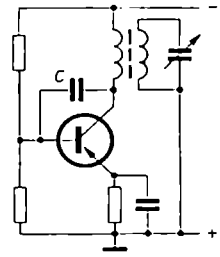


Bild 301. Oszillator für sehr hohe Frequenzen nach dem Huth-Kühn-Prinzip

Die einfachsten Mittel zur Verbesserung der Frequenzstabilität sind eine lose Ankopplung des Transistors an den Schwingkreis und eine Kompensation des Temperaturganges der Transistorparameter durch temperaturabhängige Widerstände in der Gleichstromversorgung. Das erste Mittel sorgt dafür, daß die stark von den Betriebsspannungen abhängigen Transistorkapazitäten nur einen kleinen Einfluß auf die Frequenz ausüben. Eine weitere Verbesserung bringt der Clapp-Oszillator, bei dem in der kapazitiven Dreipunktschaltung die Induktivität L durch einen Reihenschwingkreis aus L und C ersetzt wird (*Bild 302*). Der Reihenschwingkreis

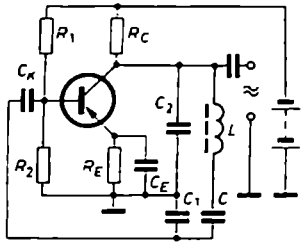


Bild 302. Clapp-Oszillator; er entspricht einem Colpitts-Oszillator mit Serienschwingkreis

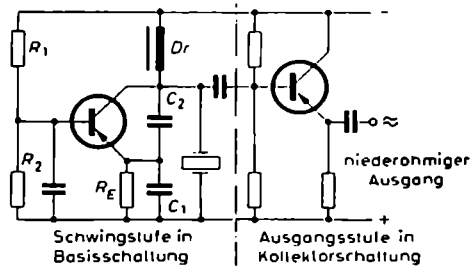


Bild 303. Quarzoszillator in Lorenz-Schaltung; er entspricht einem Clapp-Oszillator in Basisschaltung

kann auch durch einen Schwingquarz ersetzt werden. Die Kleinheit seiner Kapazität bedingt, daß alle anderen mit ihm in Reihe liegenden Kapazitäten, also C_1, C_2 und die Transistorkapazitäten, praktisch ohne Einfluß auf die Schwingfrequenz sind. *Bild 303* zeigt einen Quarzoszillator in der Lorenz-Schaltung; sie ist dem

Prinzip nach eine Basisschaltung. Für die Ausgangsstufe ist hier die Kollektorschaltung gewählt. Sie gestattet als Impedanzwandler, einen niederohmigen Lastwiderstand hochohmig an die Schwingstufe anzukoppeln.

Bild 304 zeigt einen Oszillator für die Überlagererfrequenz eines Mittelwellenempfängers. Der Höhe der Frequenz wegen ist die Basisschaltung gewählt. Ihre im Vergleich zur Emitterschaltung geringere Ausgangsleistung genügt zur Aussteuerung der Mischstufe des Empfängers. In der Basisschaltung ist die Basis die dem Ein- und Ausgangskreis gemeinsame Transistoranschlußstelle. Daß dies in der vorliegenden Schaltung der Fall ist, erkennt man, wenn man sich klarmacht, daß die Kondensatoren C_2 und C_E sowie die Spannungsquelle U_{Batt} für die Hochfrequenz

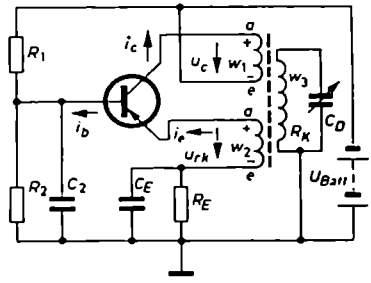


Bild 304. Oszillator in Basisschaltung zur Erzeugung der Überlagererfrequenz eines Mittelwellen-AM-Empfängers

einen Kurzschluß darstellen. Dadurch sind die Punkte e der Eingangswicklung w_2 und der Ausgangswicklung w_1 wechselstrommäßig mit der Basis verbunden. Die Rückkopplung kommt über die Wicklungen w_1 und w_2 im Kollektor- beziehungsweise Emitterkreis zustande. Der Parallelschwingkreis dient dabei als Koppel- und frequenzbestimmendes Glied.

Wenn in einem bestimmten Zeitmoment der Basiswechselstrom i_b die gezeichnete Richtung hat, dann werden automatisch Emitter- und Kollektorwechselstrom die eingetragenen Richtungen einnehmen. Damit es in der Schaltung zur Selbsterregung von Schwingungen kommt, muß die Kopplung zwischen w_1 und w_2 hinsichtlich der Phasenlage der Ströme und Spannungen so sein, daß sich die gezeichneten Richtungen selbständig einstellen können. Dies ist der Fall, wenn die rückgekoppelte Spannung u_{rk} in dem betrachteten Zeitmoment so gerichtet ist, daß der Anfang a der Rückkopplungsspule w_2 positiv gegenüber ihrem Ende e wird. Bei gleichem Wickelsinn hat man die Kollektorspule w_1 so anzuschließen, wie in der Schaltung angegeben ist. Der Kollektorstrom i_c ruft in diesem Fall an w_1 eine Spannung u_c hervor, die sich entsprechend dem Übersetzungsverhältnis tatsächlich in die gleichphasige Spannung u_{rk} umsetzt.

Die Amplitudenbilanz erfordert, daß sich der Kollektorstrom i_c bei der Übertragung auf die Rückkoppelspule in den Strom i_e umsetzt. Bevor die Schwingungsanfachung einsetzt, ist ja kein Emitterwechselstrom vorhanden. Folglich muß i_e durch Rückkopplung aus dem Ausgangskreis gewonnen werden. Da $i_e > i_c$ ist, muß

i_e beim Zurückkoppeln hinauftransformiert werden, muß also w_2 etwas kleiner als w_1 sein. Damit sich in der Schaltung nur die vorgesehenen Frequenzen des Mittelwellenüberlagerers einstellen, liegt zwischen der Primär- und der Rückkopplungsspule, transformatorisch mit ihnen gekoppelt, die Schwingkreisspule mit dem abstimmbaren Drehkondensator C_D. Der Resonanzkreis sorgt durch seinen Kreiswiderstand und das Übersetzungsverhältnis seiner Spule dafür, daß nur für Frequenzen gleich oder nahe seiner Eigenresonanz eine leistungsmäßig richtige Anpassung und Energieübergabe stattfinden.

Der am Kollektor wirksame Lastwiderstand R_L setzt sich aus dem transformierten Kreiswiderstand $\ddot{u}_{13}^2 R_K$ und dem transformierten Eingangswiderstand $\ddot{u}_{13}^2 R_{ein}$ zusammen. Beide liegen im Ersatzschaltbild parallel zueinander, so daß $R_L = \ddot{u}_{13}^2 R_K \| \ddot{u}_{12}^2 R_{ein}$ ist. Damit sich in der Schaltung Schwingungen stabiler Amplitude einstellen, muß der transformierte Kreiswiderstand im Lastwiderstand bestimmend sein, also $\ddot{u}_{13}^2 R_K < \ddot{u}_{12}^2 R_{ein}$ sein. Für eine über den ganzen Abstimmbereich von C_D konstante Oszillatorspannung ist es günstig, wenn der Leerlaufresonanzwiderstand des Schwingkreises von der Frequenz unabhängig ist. Damit der Resonanzkreis potentialmäßig nicht einfach in der Luft hängt, wird er einpolig an das Massepotential angeschlossen.

Die Amplituden werden auf folgende Weise begrenzt und stabilisiert: Der Transistor arbeitet bei kleinen Schwingungen gleichstrommäßig in einem Arbeitspunkt, der im linearen Teil der I_C/I_E-Kennlinie liegt. Wenn sich die Amplituden aufschaukeln und dabei die Kennlinie bis in den gekrümmten Teil ausgefahren wird, werden der Kollektor- und damit auch der Emitterwechselstrom stärker verzerrt werden. Als Folge der Verzerrungen tritt im Emitterstrom zusätzlich zum Ruhegleichstrom eine solche Gleichstromkomponente auf, daß dadurch der Spannungsfall über dem Emitterwiderstand R_E mit seinem parallelen Kondensator C_E vergrößert wird. Dies führt zu einer Verringerung der Vorspannung U_{EB} des Emitters gegenüber der Basis, die ihrerseits dem weiteren Anstieg von I_e entgegenwirkt. Ähnlich, wie sich in den Röhrenschwingschaltungen bei zu großer Zeitkonstante des Audionblockes $R_g C_K$ Gitterstoßschwingungen ausbilden, können sich auch hier, wenn C_E zu groß ist, dadurch Schwingungen mit periodischen Amplitudenschwankungen ausbilden, daß sich die Vorspannung am $R_L C_E$-Glied in einem regelmäßigen Rhythmus ändert.

Eine Schwingungsanfachung durch Rückkopplung ist so lange möglich, wie eine Leistungsverstärkung vorhanden ist, also $v_P \geq 1$. Es läßt sich zeigen, daß für optimale Wirkleistungsverstärkung und unter Voraussetzung exakter Anpassung auf der Ein- und Ausgangsseite $v_P = 1$ wird bei einer Frequenz f_o, die im folgenden Zusammenhang mit der f_α-Grenzfrequenz steht:

$$f_o = \sqrt{\frac{f_\alpha}{(25 \cdots 30)\, r_b C_c}} \tag{242}$$

Gl. (242) ist eine Zahlenwertgleichung. Man erhält f_o in Hz, wenn man f_α in Hz, r_b in Ω und C_c in F einsetzt. Die hieraus errechnete f_o-Frequenz stellt die höchstmögliche Oszillatorfrequenz eines LC-Generators dar. Beim Einsetzen der Zahlenwerte

für den Basiswiderstand r_b und die Kollektorkapazität C_c stellt sich heraus, daß f_ϑ um einen Faktor zwischen 2 und 5 oberhalb der α-Grenzfrequenz liegt. Da man nun aber bei Generatoren den Transistor ein- und ausgangsseitig nur lose an den Schwingkreis ankoppelt, um eine gute Frequenzstabilität zu erreichen, und man damit die Leistungsanpassung aufgibt, liegt die Frequenz, bei der $v_P = 1$ wird, praktisch um eine Größenordnung unter dem nach Gl. (242) errechneten f_ϑ.

III. Transistoren bei hohen Frequenzen

Die Kenngrößen eines Transistors sind bei niedrigen Frequenzen reell, bei höheren werden sie, je nach Typ und Schaltung schon ab 10 kHz, komplex. Dadurch arbeitet der Transistor in den höheren Frequenzgebieten stark frequenzabhängig. Der Grund für dieses Verhalten liegt darin, daß die Diffusionsvorgänge in den Grenzschichten und vor allem in der Basiszone nicht momentan erfolgen, sondern gewisse Zeiten benötigen. Die Laufzeiten bedingen, wenn sie einen nennenswerten Teil einer Periode ausmachen, daß am Kollektor Ladungsträger aus verschiedenen Startzeitmomenten eintreffen. Hierdurch werden schnelle Änderungen am Eingang, also hohe Frequenzen oder senkrechte Spannungssprünge, zum Ausgang hin verschliffen [23].

1. Diffusionskapazität

Die Laufzeiteffekte machen sich bei legierten Transistoren schon bei ziemlich tiefen Frequenzen bemerkbar. Dies liegt daran, daß diese Transistoren eine verhältnismäßig breite, feldfreie Basiszone haben. Die Feldfreiheit bedingt, daß die aus dem Emitter heranströmenden Ladungsträger diese Zone nur auf Grund ihres Diffusionsbestrebens mit geringer Geschwindigkeit durchlaufen. Die Geschwindigkeit der Diffusionsströmung liegt in der Größenordnung von 100 cm/s. Demgegenüber bewegen sich beispielsweise die Löcher in der Kollektorsperrschicht mit Geschwindigkeiten um 10^4 cm/s.

Um die Laufzeiten zu verkürzen, hat man versucht, dünnere Basisschichten herzustellen. Abgesehen davon, daß man bei den normalen Legierverfahren aus technologischen Gründen kaum unter etwa 10 µm Dicke kommt, geht mit dem Aneinanderrücken der beiden Grenzschichten auch die Spannungsfestigkeit des Transistors zurück, die die $U_{CL\,\max\,zul}$-Spannung bestimmt. Einen wesentlichen Fortschritt brachte die Einführung des Diffusionsverfahrens, eines Fertigungsverfahrens, das nach Abschnitt C.I.2. darin besteht, daß man auf einen Kristallblock bei erhöhter Temperatur passende Dotierungsstoffe in gasförmigem Zustand einwirken läßt. Die Dotierungsgase diffundieren vom Rand aus in den Kristall. Das Eindiffundieren geht wesentlich langsamer als das Legieren vor sich. Hierdurch lassen sich die Diffusionsvorgänge leichter steuern und wesentlich dünnere Basisstärken von etwa 1 µm und weniger erreichen. Als wichtiger Punkt kommt hinzu, daß sich beim Ein-

diffundieren zwangsläufig eine vom Rand zum Innern hin exponentiell abnehmende Dichte der Dotierung einstellt. War der Kristallblock vordotiert, bestand er beispielsweise bei der Herstellung von pnp-Transistoren aus p-Germanium, und wird dieser p-Kern später als Kollektor benutzt, so entsteht um ihn ein n-Gebiet (Basiszone), dessen Ladungsträgerdichte (Elektronen) an der Diffusionsfront, also an der Übergangsstelle zum Kollektor, gering ist, dann aber zum Rand und damit zur anschließend herzustellenden Emitterschicht hin exponentiell zunimmt. Diese inhomogene Dotierung ruft im Basisraum ein elektrisches Feld, ein sogenanntes Driftfeld, hervor, das die aus dem Emitter in die Basis diffundierenden Ladungs-

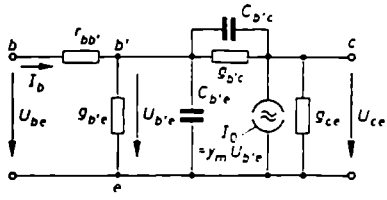


Bild 305. Ersatzschaltung eines Transistors für hohe Frequenzen nach *Giacoletto*

träger (Löcher) in Richtung auf den Kollektor zu beschleunigt. Auf Grund dieses Feldes durchlaufen die Löcher die Basisschicht eines Diffusionstransistors oder Drifttransistors schneller als die gleich dicke Basisschicht eines legierten Transistors. Bei gleichen Abmessungen und gleicher Stromstärke sind in der Basisschicht eines diffundierten Transistors wesentlich weniger bewegliche Ladungsträger vorhanden beziehungsweise brauchen, wenn man an den Transistor eine Wechselspannung legt, wesentlich weniger bewegliche Ladungsträger wechselweise zu- und abgeführt zu werden. Jede Änderung im Emitterstrom erfordert eine Änderung der Ladungsträgermenge im Basisraum. Ist die Diffusionsgeschwindigkeit im Basisraum wie beim legierten Transistor gering, so muß die Menge der Ladungsträger groß sein, damit eine bestimmte Stromstärke zustande kommt, müssen also bei Änderungen in der Stromstärke viele Ladungsträger zu- oder abgeführt werden. Ist die Geschwindigkeit im Basisraum wie beim diffundierten Transistor groß, so werden zur Erzeugung einer bestimmten Stromstärke weniger Ladungsträger benötigt, und bei Änderungen in der Stromstärke brauchen entsprechend weniger Ladungsträger zu- und abgeführt zu werden. Ersatzschaltungsmäßig kann man den vorliegenden physikalischen Sachverhalt durch eine Kapazität wiedergeben, und zwar durch eine Kapazität parallel zur Basis/Emitter-Diode liegend. Sie wird die Diffusionskapazität genannt und wegen ihrer Lage mit $C_{b'e}$ bezeichnet (vergleiche hierzu die Ersatzschaltung nach *Bild 305*). Die Lage der Diffusionskapazität zwischen Emitter und Basis bedingt, daß ein mit der Höhe der Frequenz zunehmender Teil des Emitterstromes über sie zur Basis abfließt, wenn der Transistor in der Basisschaltung betrieben wird. Hierdurch geht der Teil des Emitterstromes zurück, der vom Kollektor aufgenommen wird. Dies bedeutet aber eine Abnahme der Stromverstärkung bei hohen Frequenzen, sowohl der betrieblichen als auch der Kurzschlußstromverstärkung.

2. Kollektorsperrschichtkapazität

Außer der Diffusionskapazität, die für die Lage der f_α-Grenzfrequenz verantwortlich zu machen ist, sind die natürlichen Grenzschichtkapazitäten am Frequenzverhalten des Transistors beteiligt. Die Rolle der Kapazität der Emitter/Basis-Grenzschicht ist gering, da diese Strecke im Durchlaß betrieben wird und durch ihren kleinen Durchlaßwiderstand die Kapazität praktisch kurzschließt und unwirksam macht. Anders die Kapazität der gesperrten Kollektor/Basis-Grenzschicht, die sogenannte Kollektorsperrschichtkapazität $C_{b'c}$. Sie besteht aus der Sperrschicht als Dielektrikum und den Basis- und Kollektorgrenzflächen als Kondensatorbelege. Die Kollektorsperrschichtkapazität ist zwar um Größenordnungen kleiner als die Diffusionskapazität, bestimmt aber bei Hochfrequenz in entscheidender Weise das Verhalten des Transistors. Der Wert der Sperrschichtkapazität ist spannungsabhängig, weil sich mit der Höhe der Spannung die Breite der Sperrschicht ändert (Early-Effekt). Je höher die Spannung wird, desto breiter wird die an Ladungsträgern verarmte Grenzschicht zwischen Kollektor und Basis, desto kleiner wird ihre Kapazität. Die Sperrschichtkapazität von Legierungstransistoren ist größer als die der Diffusionstransistoren, weil bei den letzten der Kollektor wesentlich schwächer dotiert ist und die wirksame Basisgegenelektrode wegen der exponentiellen Verteilung der Dotierungsintensität zum Emitter hingerückt scheint. Über die Kollektorsperrschichtkapazität findet in der Emitterschaltung eine Rückwirkung der Vorgänge am Ausgang auf den Eingang, die Basis, statt. Diese Rückwirkung ist die Ursache für das instabile Verhalten und die Gefahr der Selbsterregung bei hohen Frequenzen.

3. Ersatzschaltbild eines Transistors bei Hochfrequenz

Will man das gesamte Hochfrequenzverhalten eines Transistors studieren und vorherberechnen, so ist es zweckmäßig, für ihn eine HF-Ersatzschaltung aufzustellen. Von den verschiedenen Möglichkeiten hierzu ist die die brauchbarste Ersatzschaltung, deren Widerstände und Kapazitäten in möglichst einfacher Weise meßtechnisch ermittelt werden können. Für die Behandlung der Emitterschaltung eignet sich die im *Bild 305* angegebene, von *Giacoletto* vorgeschlagene Ersatzschaltung am besten; sie hat sowohl den Vorzug physikalischer Anschaulichkeit als auch den Vorteil verhältnismäßig einfacher Bestimmbarkeit ihrer Schaltelemente.

Der Basissteuerstrom I_b fließt über den inneren Bahnwiderstand $r_{bb'}$ der Basiszone zur Basis/Emitter-Grenzschicht. Von hier fließt er über den kleinen Durchlaßwiderstand $r_{b'e}$ der Grenzschicht beziehungsweise ihren Leitwert $g_{b'e}$ und die Diffusionskapazität $C_{b'e}$ zum Emitter mit seinem vernachlässigbar kleinen Bahnwiderstand r_e und dort wieder heraus. Der Ausgang besteht aus einem Wirkwiderstand r_{ce} oder Leitwert g_{ce}, der vom Sperrwiderstand der Kollektorsperrschicht gebildet wird, und einem Stromgenerator mit der Stromergiebigkeit $I_0 = y_m U_{b'e}$. Unter y_m wird die Steilheit des Transistors in der Emitterschaltung verstanden. Sie bestimmt zusammen mit der eingangsseitigen Steuerspannung $U_{b'e}$, die nach Abzug des Wirk-

spannungsfalles an $r_{bb'}$ von der eigentlichen Eingangsspannung U_{b_i} übrigbleibt, den Ausgangswechselstrom, und zwar wie die Röhrensteilheit S bei kurzgeschlossenem Ausgang. y_m ist nicht konstant, sondern frequenzabhängig, und zwar nach der Funktion

$$y_m = g_m \left(1 - \mathrm{j}\frac{0{,}4\,f}{f_\alpha}\right)$$

g_m stellt hierin die Steilheit des Transistors bei tiefen Frequenzen dar und ist durch das Steigungsmaß der $I_C = f(U_{BE})$-Kennlinie (*Bild 289c*) gegeben. Zwischen Ausgang und Eingang liegen die Rückwirkungsglieder. Sie sind für die Rückwirkung der Vorgänge am Ausgang auf den Eingang verantwortlich. Der Rückwirkungswiderstand $r_{b'_e}$ ist, bedingt durch die Hochohmigkeit der Basis/Kollektor-Sperrschicht, sehr groß beziehungsweise sein Leitwert $g_{b'_e}$ sehr klein; in der Emitterschaltung ruft er eine nur kleine Gegenkopplung hervor. Um so stärker tritt bei hohen Frequenzen die kapazitive Rückwirkung über die Kapazität $C_{b'_e}$ in Erscheinung, die im wesentlichen aus der Kollektor/Basis-Sperrschichtkapazität besteht. Sie führt bei ungünstiger Phasenlage der Ausgangsspannung und großer Verstärkung zur Instabilität und Selbsterregung der betreffenden Verstärkerstufe.

Die meisten der sieben Schaltelemente des Ersatzschaltbildes lassen sich experimentell entweder direkt durch eine einzelne Messung oder indirekt durch geschickte Kombination mehrerer Messungen ermitteln. So liefert zum Beispiel die Messung des Eingangswiderstandes bei sehr hohen Frequenzen und kurzgeschlossenem Ausgang die Größe $r_{bb'}$, da hierbei $g_{b'_e}$ durch $1/\omega C_{b'_e}$ praktisch kurzgeschlossen wird. Mißt man anschließend den Eingangswiderstand bei sehr tiefen Frequenzen und kurzgeschlossenem Ausgang, so erhält man die Summe von $r_{bb'}$ und $1/g_{b'_e}$ und daraus $g_{b'_e}$ selbst.

4. f_α- und f_β-Grenzfrequenzen

Wie man aus der Lage der C-Werte, vor allem der Diffusionskapazität $C_{b'_e}$, im Ersatzschaltbild erkennen kann, nimmt die Übertragungsfähigkeit des Transistors bei hohen Frequenzen ab. Als Grenzfrequenz wird, wie schon ausgeführt wurde, die Frequenz bezeichnet, bei der die Kurzschlußstromverstärkung auf das $1/\sqrt{2}$-fache ihres Wertes bei tiefen Frequenzen (1000 Hz) gesunken ist. Sie wird bei der Basisschaltung mit f_α bezeichnet oder die α-Grenzfrequenz genannt. Die Grenzfrequenz der Emitterschaltung wird mit f_β bezeichnet; beide hängen nach folgender Formel miteinander zusammen:

$$f_\beta = f_\alpha(1 - \alpha_0)$$

α_0 stellt hierin die Kurzschlußstromverstärkung der Basisschaltung bei tiefen Frequenzen dar. Nach Gl. (191) ist $1 - \alpha_0 = \alpha_0/\beta_0 \approx 1/\beta_0$, also näherungsweise gleich dem Reziprokwert der Kurzschlußstromverstärkung β_0 der Emitterschaltung bei tiefen Frequenzen. Hieraus folgt, daß die Grenzfrequenz der Emitterschaltung rund 20...50mal niedriger als die der Basisschaltung ist. Hat beispielsweise ein Transistor

eine α-Grenzfrequenz von 350 kHz und eine Stromverstärkung von rund 50 in der Emitterschaltung, so liegt die Grenzfrequenz der Emitterschaltung bei etwa 7···8 kHz!

Manchmal ist es praktischer, anstatt des komplizierten HF-Ersatzschaltbildes die einfacheren NF-Ersatz-schaltbilder (zum Beispiel *Bild 252*) zu benutzen und die Frequenzabhängigkeit des Übertragungsmaßes durch eine frequenzabhängige Kurzschlußstromverstärkung von der Form

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + \mathrm{j}\,f/f_\alpha} \qquad \text{beziehungsweise} \qquad \beta = \frac{\beta_0}{1 + \mathrm{j}\,f/f_\beta}$$

zu berücksichtigen. Die Kollektorsperrschichtkapazität hat keinen Einfluß auf die Höhe der α-Grenzfrequenz. Dies geht daraus hervor, daß sich f_α auf die Stromverstärkung bei Kurzschluß im Ausgang der Basisschaltung bezieht und bei Kurzschluß im Kollektorkreis dieser Schaltung die Sperrschichtkapazität mit kurzgeschlossen und somit unwirksam gemacht wird.

5. Spezielle HF-Transistoren

Auf dem Wege der Entwicklung der modernen Diffusionstransistoren, etwa in Form der diffusionslegierten Transistoren (zum Beispiel OC 170 von *Valvo*) und Mesa-Transistoren (zum Beispiel AFY 10 von *Siemens*), mit denen man α-Grenzfrequenzen zwischen 100···200 MHz und mehr erreicht, sind auch einige spezielle Ausführungsformen von HF-Transistoren entstanden. Einige von ihnen werden hier des Gesamtüberblickes wegen kurz beschrieben. Das Ziel der einzelnen Entwicklungswege ist es immer gewesen, durch Verkleinerung der Stärke der Basiszone die Laufzeiten zu verringern und dadurch die Grenzfrequenzen höherzuschieben.

Beim „Surface Barrier"-Transistor erreicht man dadurch eine besonders schwache Basisdicke von etwa 2 µm, daß man durch feine Elektrolytstrahlen an den Stellen, wo beim normalen Ge-Legierungstransistor die Indiumperlen für den Kollektor und Emitter aufgesetzt werden, zwei Mulden einätzt und anschließend durch Umpolen der Stromrichtung in ihnen aus dem gleichen Elektrolyten Indium niederschlägt. Mit diesem Transistor erreicht man α-Grenzfrequenzen von 50 MHz und mehr.

Eine Weiterentwicklung des elektrolytischen Ätzverfahrens unter Mitverwendung von Diffusionsverfahren führte zum „Philco-Transistor" mit Grenzfrequenzen um 200 MHz.

Die stetige Verkleinerung der Dicke der Basisschicht birgt die Gefahr eines Emitter/Kollektor-Kurzschlusses in sich, und dies um so mehr, je höher die Kollektorspannung gewählt wird, denn mit zunehmender Spannung vergrößert sich die Sperrschicht zwischen Kollektor und Basis. Sie dehnt sich dabei weit in die Basiszone hinein aus. Bei hohen Spannungen kann sie durch die Basisschicht völlig hindurchwachsen und die Emitter/Basis-Grenzschicht erreichen. Um diesen Kurzschluß zu vermeiden, hat man beim sogenannten pnip-Transistor zwischen Basis und Kollektor eine schlechtleitende i-Schicht (i = intrinsic = eigenleitend) aus reinstem

Germanium erzeugt. Der größte Teil der Kollektorspannung liegt an ihr und saugt die aus dem Emitter herandiffundierenden Löcher so schnell durch sie hindurch, daß von einer zusätzlichen Laufzeit praktisch nichts zu merken ist. Die intrinsic-Zone, die den Abstand zwischen Basis und Kollektor vergrößert, hat den weiteren Vorzug, daß durch sie die Kollektorkapazität verringert wird, so daß Grenzfrequenzen von $f_\alpha \approx 100$ MHz erreicht werden.

6. Selektive HF-Verstärker

Die Zwischenfrequenzverstärker von Rundfunkempfängern sind selektive Verstärker, also Verstärker, die nur ein schmales Frequenzband übertragen. Sie sollen neben einer vorgeschriebenen Selektionskurve eine möglichst große Wirkleistungsverstärkung aufweisen. Die Selektivität wird durch Resonanzkreise und Bandfilter zwischen den einzelnen Transistoren erreicht, die genügend große Verstärkung durch geschickte Anpassung der Transistorein- und -ausgangswiderstände an die Kreiswiderstände der Schwingkreise. Die Anpassung geschieht durch Anzapfungen an den Resonanzkreisen, entweder ihren Spulen oder ihren Kondensatoren, bei Einzelkreisen wohl auch transformatorisch durch Wahl des Übersetzungsverhältnisses. Eine Anpassung ist vor allem auf der Auskoppelseite der Siebschaltungen notwendig. Würde man zum Beispiel den Transistoreingang direkt an den vollen Sekundärkreis eines Bandfilters legen, so würde er mit seinem niedrigen Widerstand das Bandfilter einseitig so bedämpfen, daß neben der Verstärkungsgüte auch Bandbreite und Symmetrie der Siebschaltung leiden. Vielfach wird die Ankopplung des

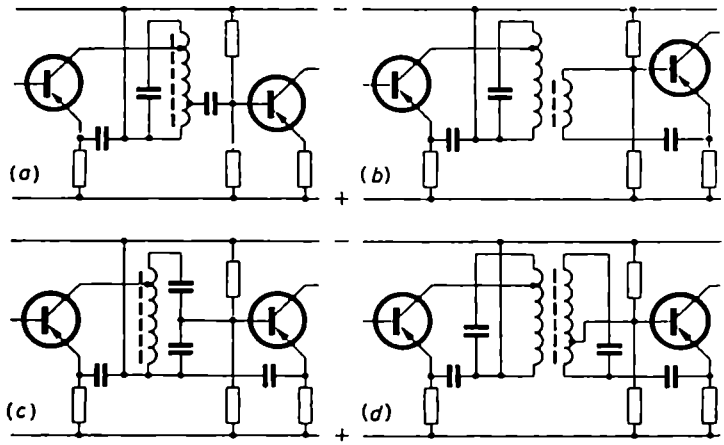


Bild 306. Kopplungsschaltungen selektiver HF-Verstärker. (a bis c) Resonanzkreiskopplung: Anpassung der Aus- und Eingangswiderstände der Transistoren an den Kreiswiderstand durch (a) Anzapfungen an der Spule oder (b) passende Sekundärwicklung oder (c) kapazitive Spannungsteilung; (d) Bandfilterkopplung mit Anpassung durch Anzapfungen

Ausgangswiderstandes des vorhergehenden und des Eingangswiderstandes des nachfolgenden Transistors an die ein- und mehrkreisigen Schwingkreisschaltungen so vorgenommen, daß diese durch die beiden Widerstände je zu gleichen Teilen bedämpft werden. Bei der Wahl der Anzapfungen muß meistens ein Kompromiß zwischen optimaler Leistungsanpassung und Bandbreite geschlossen werden. *Bild 306* (*a* bis *c*) zeigt einige Kopplungsmöglichkeiten für einkreisige Siebschaltungen und *Bild 306* (*d*) für ein zweikreisiges Bandfilter.

Störend in HF-Verstärkerstufen ist die innere Rückwirkung der Transistoren über die Kapazität $C_{b'c}$ und den Widerstand $1/g_{b'c}$ (*Bild 305*). Sie ist zwar bei den modernen Diffusionstransistoren gegenüber den Legierungstransistoren merklich reduziert worden, aber immer noch so stark wirksam, daß ihr schaltungsmäßig begegnet werden muß. Die Rückwirkung über $g_{b'c}$ ist reell, sie bedeutet eine Spannungsgegenkopplung und damit Verstärkungsminderung. Die Rückwirkung über $C_{b'c}$ liefert einen Rückkopplungsstrom, der teils gegenkoppelnd, teils mitkoppelnd ist. Die kapazitive Rückwirkung ist frequenzabhängig und hat zur Folge, daß sich der Eingangswiderstand des Transistors mit der Frequenz ändert. Dies führt bei selektiven Verstärkern zu Unsymmetrien in den Übertragungskurven. Bei ungünstiger Phasenlage und Stärke kann es über die innere Rückkopplung zur Instabilität und Selbsterregung der ZF-Verstärkerstufe kommen. Die Rückkopplungsvorgänge sind hier genauso kritisch wie in der ersten Zeit der Entwicklung von HF-Röhrenverstärkern, zu der man Trioden verwenden mußte, die wegen ihrer großen Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} den gleichen Rückwirkungseffekt wie die Transistoren zeigten.

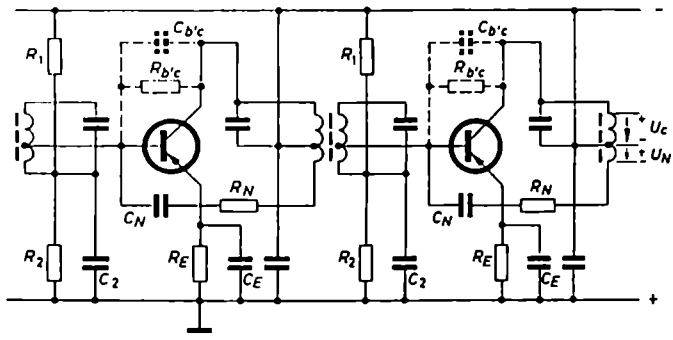


Bild 307. Prinzipschaltung eines zweistufigen ZF-Verstärkers mit Neutralisation der inneren Rückwirkungen der Transistoren durch $R_N C_N$-Glieder, die an eine Zusatzwicklung mit gegenphasiger Spannung angeschlossen sind

Man begegnet der inneren Rückkopplung wie bei den HF-Trioden durch Neutralisationsschaltungen. In Schaltungen dieser Art kompensiert man die interne Rückwirkung auf den Eingang, also in der Emitterschaltung auf die Basis und ihre Zuleitungen, dadurch, daß man von einem Punkt der Ausgangsschaltung, der in Gegenphase zum Kollektor schwingt, einen betragsgleichen, aber in der Phase um 180°

versetzten Strom abzweigt und ihn zum Eingang zurückführt. Da der innere Rückkopplungsweg aus Kapazitäten und Wirkwiderständen besteht, muß auch der äußere Rückkopplungsweg einen Kondensator und einen reellen Widerstand enthalten. Einen in Gegenphase zum Kollektor arbeitenden Punkt erhält man, wenn man an das untere, wechselstrommäßig geerdete Ende beispielsweise der Primärkreisspule eines Bandfilters einige Zusatzwicklungen ansetzt. *Bild 307* zeigt das Prinzipschaltbild eines zweistufigen, in dieser Weise durch R_N und C_N neutralisierten ZF-Verstärkers.

Die genaue Berechnung und Dimensionierung der Neutralisationsglieder ist nicht ganz einfach. Sie wird an Hand des hochfrequenten Ersatzschaltbildes des Transistors mit Hilfe von Vierpolgleichungen durchgeführt, die an Stelle der h-Parameter die in der Ersatzschaltung vorkommenden komplexen Leitwerte als y-Parameter enthalten. Eine exakte Durchrechnung des Problems wird zum Teil dadurch illusorisch gemacht, daß die zu neutralisierende Rückwirkungskapazität starken Exemplarstreuungen unterliegt und von der Kollektorspannung abhängig ist. Hinzu kommt, daß die in HF-Verstärkern erforderliche automatische Verstärkungsregelung mit dem Arbeitspunkt auch die Neutralisationsbedingungen verschiebt. In der Praxis begnügt man sich daher häufig mit einer festen mittleren Neutralisation, bei der zum Teil sogar der Neutralisationswiderstand R_N weggelassen wird.

D. Gleichrichtung

I. Gleichrichtergrundschaltungen

1. Problemstellung

Das Problem der Gleichrichtung eines Wechselstroms tritt einmal in der Stromversorgungstechnik elektrischer Nachrichtengeräte, zum anderen bei der Demodulation einer modulierten Hochfrequenz und zum dritten in der Meßtechnik auf.

Bei der Speisung von Röhrenschaltungen aus dem Wechselstromnetz muß die Netzwechselspannung in eine Gleichspannung bestimmter Stärke, zum Beispiel eine Anodenspannung, umgeformt werden (Netzgleichrichter). Dies geschieht dadurch, daß man den Wechselstrom (*Bild 308a*) durch eine Schaltung schickt, die den Strom nur in einer Richtung durchläßt. Die negativen Halbperioden werden entweder ganz unterdrückt (Einweggleichrichtung) oder durch eine Kunstschaltung in positive Halbperioden umgewandelt. Die gleichgerichtete Spannung ist zunächst eine pulsierende (*Bild 308b*). Sie muß durch besondere Glättungsmittel und Siebmittel zu einer konstanten Gleichspannung eingeglättet werden (*Bild 308c* und *d*).

Auch im Fall der Wiedergewinnung einer Nachricht aus einer modulierten Hochfrequenz wird von einer „Gleichrichtung" Gebrauch gemacht. Bekanntlich muß

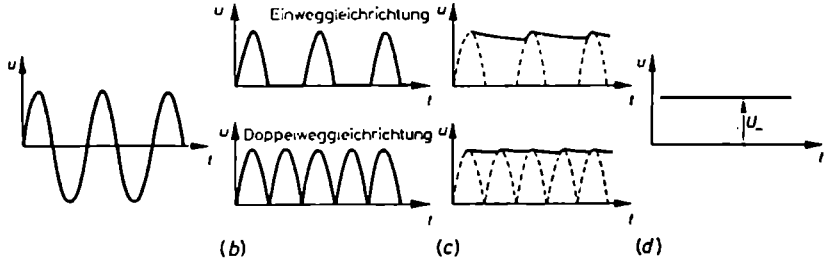


Bild 308 (a bis d). Problem der Netzgleichrichtung

eine Nachricht, damit sie drahtlos übertragen werden kann, beim Senden aus ihrer natürlichen, tiefen Frequenzlage durch einen Modulationsvorgang in ein hochfrequentes Gebiet verschoben werden. Nach dem Empfang und der Verstärkung der HF muß die Nachricht wieder aus der hohen in die natürliche Frequenzlage zurückverlagert werden. Diesen Vorgang bezeichnet man als Demodulation oder

als „Gleichrichtung", weil er in einer Gleichrichterschaltung durchgeführt wird. *Bild 309* zeigt, wie bei einem Sender die Niederfrequenz NF (*Bild 309a*) einer hochfrequenten Trägerfrequenz HF konstanter Amplitude (*Bild 309b*) aufmoduliert wird und dabei am Senderausgang das *Bild 309(c)* entsteht. Man erkennt, daß die Amplitude des modulierten Trägers im Rhythmus des niederfrequenten Zeichens schwankt. Daß eine derartig modulierte Hochfrequenz im Empfänger irgendwie wieder „demoduliert" werden muß, ist an sich klar. Daß dies aber ausgerechnet auf dem Weg über eine Gleichrichtung geschehen muß, mag anfänglich verwunderlich scheinen. Man meint leicht, ein Lautsprecher müsse doch nach entsprechender Verstärkung der HF auch direkt auf das empfangene und in seiner Amplitude schwan-

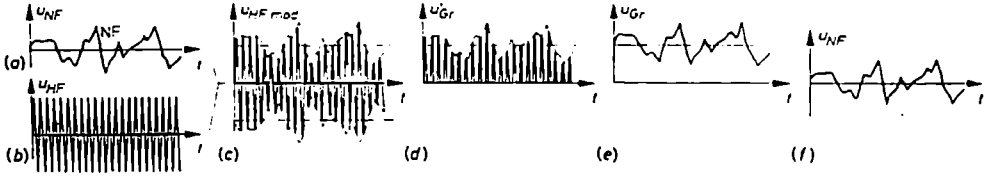


Bild 309 (a bis f). Prinzip der HF-Gleichrichtung

kende HF-Signal reagieren. Abgesehen davon, daß dies keine Abstrahlung hörbarer Schallwellen, sondern Abstrahlung unhörbar hoher Ultraschallwellen bedeuten würde, kann eine Lautsprechermembran auf Grund ihrer mechanischen Trägheit gar keine hochfrequenten Schwingungen ausführen, seien sie nun stark oder schwach, konstant oder variabel. Erst wenn die Hochfrequenz gleichgerichtet ist, das heißt ihre negativen Halbperioden unterdrückt (*Bild 309d*) und ihre positiven HF-Halbperioden durch entsprechende Glättungsmittel eingeglättet sind (*Bild 309e*) sowie weiterhin die noch vorhandene Gleichspannungskomponente ausgesiebt ist (*Bild 309f*), spricht der Lautsprecher auf die verbleibenden niederfrequenten Schwingungen an.

Das dritte wichtige Anwendungsgebiet der Gleichrichtung liegt in der Meßtechnik. Zum Messen elektrischer Spannungen und Ströme, auch der Wechselspannungen und -ströme, benutzt man ihrer Genauigkeit und Empfindlichkeit wegen gern Drehspulinstrumente; sie können jedoch nur Gleichströme verarbeiten. Deshalb müssen die Wechselspannungen und -ströme erst gleichgerichtet werden. Je nachdem, welche Wechselgröße dargestellt werden soll, ob der arithmetische oder quadratische Mittelwert, ob der positive oder negative Scheitelwert oder gar der Potentialunterschied zwischen dem positiven und negativen Scheitelwert, der sogenannte Spitze-Spitze-Wert, gewünscht wird, haben die Gleichrichterschaltungen verschiedenes Aussehen.

2. Röhren- und Trockengleichrichter

Die Gleichrichtung beruht auf der unterschiedlichen Behandlung, die der Wechselstrom hinsichtlich seiner positiven und negativen Halbschwingungen in einem

Gleichrichter erfährt. Grundsätzlich kann eine Gleichrichtung mit jedem nichtlinearen Schaltelement, das eine gekrümmte Kennlinie aufweist, vorgenommen werden. Neben den Elektronenröhren und gasgefüllten Röhren, die wegen der ausgesprochen einseitigen Richtung des Stromdurchganges zum Gleichrichten besonders gut geeignet sind, werden heutzutage in größtem Umfang Trockengleichrichter verwendet, und zwar bei der Netzgleichrichtung Selen- und Siliziumgleichrichter und bei der Hochfrequenzgleichrichtung Kristallgleichrichter in Form von Germanium- und Siliziumdioden. Die Trockengleichrichter sind klein, leicht, in bestimmten Grenzen überlastbar und bedürfen keiner Stromversorgung. Sie benötigen keine Anheizzeit, sondern sind in jedem Moment betriebsklar. Ihr Nachteil liegt in der verhältnismäßig starken Temperaturabhängigkeit ihrer Kenndaten und darin, daß sie nicht absolut sperren. Sie lassen einen geringen Sperrstrom durch. Während der Selengleichrichter wegen seiner großen Strombelastbarkeit hauptsächlich zur Gleichrichtung tiefer Frequenzen (50-Hz-Netzfrequenz) geeignet ist, hat der Kristallgleichrichter sein Hauptanwendungsgebiet in der NF- und HF-Technik gefunden.

Selengleichrichter bestehen aus einer beiderseits vernickelten Eisenelektrode, die einseitig mit einer etwa 0,1 mm starken Selenschicht überzogen ist (*Bild 310*). Das Selen wird durch eine langwierige Wärmebehandlung aus dem amorphen in den

Bild 310. Aufbau eines Selengleichrichters. *1* aufgedrückte oder aufgespritzte Cadmium/Zinn-Legierung als Gegenelektrode; *2* Sperrschicht; *3* Selenhalbleiter mit Defektelektronen (Löchern); *4* Eisengrundplatte, beidseitig vernickelt. Der Pfeil kennzeichnet die Wegrichtung der Defektelektronen aus dem Halbleiter über die Sperrschicht zur Gegenelektrode und damit die konventionelle Durchlaßrichtung

kristallinen Zustand überführt; in dieser Form ist es ein Halbleiter mit einer nichtleitenden Oberflächenschicht. Durch Aufspritzen oder Aufdampfen einer geeigneten Metallegierung, die gut in die Poren des Selens eindringt, gewinnt man die Gegenelektrode. Von ihr wird der Strom über eine unter schwachem Druck angedrückte Messingscheibe abgenommen. Die Grenzschicht zwischen dem Halbleiter Selen und dem aufgespritzten Metall hat die Eigenschaft, den Elektronendurchtritt in der Richtung vom Halbleiter über die Grenzschicht zum Metall zu sperren, dagegen in der anderen Richtung zu gestatten. In bezug auf die technische oder konventionelle Stromrichtung bedeutet dies, daß der Selengleichrichter den Strom in der Richtung Eisenelektrode-Selen-Gegenelektrode durchläßt.

Im Gegensatz zum Selengleichrichter, der immer ein Flächengleichrichter ist und daher eine verhältnismäßig große Kapazität hat, ist der Kristallgleichrichter vielfach ein Punktgleichrichter. Er hat in dieser Form eine äußerst geringe Eigenkapazität von 0,1···1 pF, die ihn besonders zur Gleichrichtung hoher Frequenzen befähigt. Jede Kapazität zwischen den beiden Gleichrichterelektroden ist für den

Gleichrichteffekt nachteilig, da sie der Hochfrequenz einen Nebenweg am Gleichrichter vorbei öffnet und so die zu sperrende negative Halbschwingung durchläßt. *Bild 311* zeigt in vergrößertem Maßstab den prinzipiellen Aufbau eines solchen HF-Spitzengleichrichters. Auf dem Germanium- oder Siliziumkristall ruht fest und unter einem bestimmten Druck justiert die Spitze eines geeigneten Metalldrahtes.

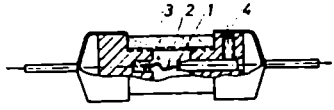


Bild 311. Aufbau eines Kristallpunktgleichrichters. *1* Ge- oder Si-Kristall, auf Metallstift aufgelötet; *2* Wolframkontaktfeder als Gegenelektrode; *3* gegen Feuchtigkeit schützende Wachsfüllung; *4* Einstellschraube

Das Ganze ist luft- und feuchtigkeitsdicht in ein Porzellan- oder Glasröhrchen eingekapselt. Über den Aufbau und die Arbeitsweise der Kristallflächengleichrichter aus Silizium und Germanium ist im Abschnitt C.I.1.b) ausführlich berichtet worden.

Die Siliziumdioden sind empfindlicher als die Germaniumdioden, da ihre Durchlaßkennlinie hinter dem Schwellwertspunkt steiler steigt als die der Germaniumdioden. Ihr Sperrstrom ist so gering, daß sie in dieser Beziehung einer Röhrendiode gleichwertig sind. Sie vertragen höhere Sperrschichttemperaturen bis etwa 150 °C, so daß sie sich deshalb besonders zum Einsatz in Geräten mit hohen Betriebstemperaturen eignen. Der Siliziumgleichrichter erobert sich in Form des Flächengleichrichters immer mehr das Gebiet der Leistungsgleichrichtung, nachdem es gelungen ist, das Silizium in schwierigen und langwierigen Herstellungsverfahren so rein herzustellen – 1 Fremdatom auf mehr als 10^9 Siliziumatome –, daß eine einzige Zelle, eine Einkristallscheibe von 0,5 mm Dicke, eine Spitzenspannung von 600 V als Sperrspannung aufzunehmen vermag. Bedenkt man, daß der Si-Kristall wegen seiner erheblichen Temperaturfestigkeit und kleinen Durchlaßwiderstände mit Stromdichten von 6 A/mm² belastet werden kann, also in der Lage ist, außerordentlich große Ströme gleichzurichten, wird es verständlich, daß er mit der Zeit immer stärker in das Gebiet des Großgleichrichterbaus eindringt. Sein hoher Preis – bedingt durch die schwierige Fabrikation – ist praktisch der einzige Nachteil, den der Siliziumgleichrichter hat.

Trotz ihrer vielen elektrischen und mechanischen Vorzüge können die Kristallgleichrichter die Vakuumdiode nicht in allen Fällen ersetzen. Bei entsprechender Konstruktion nehmen Röhrendioden noch höhere Sperrspannungen auf. Ihre Kennlinien und sonstigen Eigenschaften sind weit weniger temperaturabhängig als die der Kristalldioden. Auch sperren sie, abgesehen vom Anlaufeffekt, den Stromdurchgang in der Sperrichtung vollkommen.

3. Gleichrichterkennlinie

Die Gleichrichterkennlinie gibt die Abhängigkeit des vom Gleichrichter durchgelassenen Gleichstromes I_{-}, des sogenannten Diodenstroms I_D, von der angelegten

Spannung U_-, der sogenannten Diodenspannung U_D, wieder. Im *Bild 312 (a)* ist das Prinzip der Meßschaltung dargestellt. Sofern der Strommesser genügend niederohmig gegenüber dem Durchlaßwiderstand der Diode ist, ist die Diodenspannung U_D gleich der Spannung U_- der Stromquelle. Je nach ihrer Polung erhält man entweder den Durchlaßbereich ($+ I_D$ bei $+ U_D$) oder den Sperrbereich ($- I_D$ bei $- U_D$).

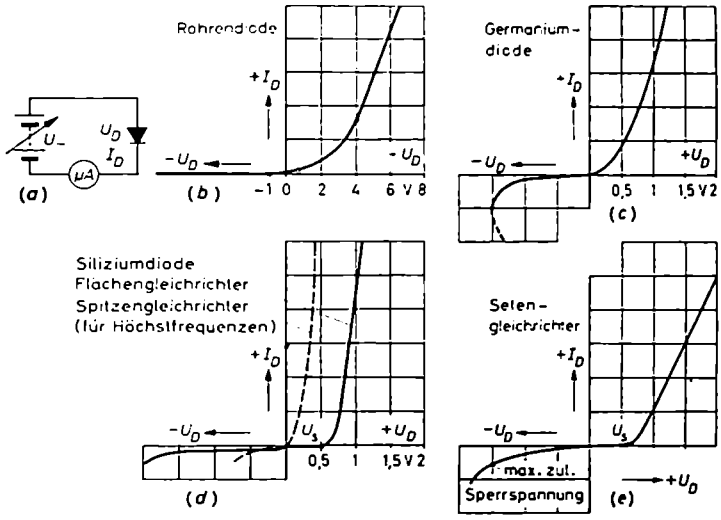


Bild 312 (a bis e). Prinzipieller Verlauf der Kennlinien verschiedener Gleichrichter

Röhrengleichrichter zeigen als Besonderheit bei kleinen negativen Diodenspannungen von $- U_D = 0 \cdots 1$ V den Anlaufeffekt (*Bild 312b*). Die Kennlinie folgt hier einem Exponentialgesetz. Bei größeren negativen Vorspannungen sperrt sie absolut. Im Bereich von $+ U_D = 0{,}3 \cdots 1$ V kann die Kennlinie einer Röhrendiode durch eine Parabel nachgebildet werden. Bei noch größeren Aussteuerungen wird sie vielfach – so auch in den folgenden Untersuchungen – durch eine Knickkennlinie der Form $I_D = S U_D$ ersetzt. Die Größe S stellt die Steilheit der Knickkennlinie dar, ihr Kehrwert den Innenwiderstand der Diode bei großen Aussteuerungen. Es gilt

$$R_i = R_d = \frac{1}{S} = \frac{\Delta u}{\Delta i}$$

Der Verlauf der Kennlinie von Trockengleichrichtern ist nicht ganz einheitlich zu beschreiben. *Bild 312 (c)* zeigt die prinzipielle Möglichkeit bei einer Germaniumdiode. Für Spannungen größer als 0,1 V hat die Kennlinie einen e-funktionellen Charakter. Im Bereich von $- 0{,}1 \cdots + 0{,}1$ V folgt sie einem komplizierten Gesetz, im Sperrbereich verläuft sie erst schwach, dann stärker fallend. Dies hängt damit zusammen, daß sich mit zunehmender Sperrspannung und -leistung die Kristalltemperatur erhöht. Dies hat eine wachsende Anzahl freier Ladungsträger und damit

einen größeren Sperrstrom zur Folge. Beim Überschreiten einer bestimmten Spannung und damit eines bestimmten inneren Feldstärkewertes schlägt die Sperrschicht durch, die Diode wird leitend, und der Strom steigt lawinenartig; etwas Ähnliches geht in den Zener-Dioden (Abschnitt C.I.1.c) vor.

Charakteristisch für die Kennlinien von Siliziumgleichrichtern (*Bild 312d*) ist der Schwellwert von $U_s = \pm 0{,}5 \cdots 0{,}7$ V, den die Spannung in Durchlaßrichtung erst erreichen muß, ehe die Diode den Strom durchläßt. Jenseits dieses Punktes verläuft die Kennlinie mit ganz geringer Krümmung sehr steil nach oben. Die Steilheit ist hier so groß, daß sie für den Durchlaßwiderstand sehr kleine Werte ergibt. Der Sperrstrom einer Si-Diode ist wesentlich kleiner als der einer Ge-Diode.

Einen ähnlichen Verlauf wie die Kennlinien der Si-Gleichrichter zeigen die Kennlinien von Selengleichrichtern. Auch sie beginnen erst nach einem Schwellwert von etwa 0,65 V zu steigen, aber nicht so steil wie die der Siliziumgleichrichter.

Bei allen Gleichrichtern ist es möglich, die Kennlinie bei großen positiven und negativen Aussteuerungen näherungsweise durch eine Knickkennlinie zu ersetzen. Der Knick liegt entweder im Nullpunkt oder bei einem bestimmten Schwellwert. Die Knickkennlinie besagt, daß der Gleichrichter in der einen Richtung der anliegenden Spannung einen konstanten, ziemlich kleinen Durchlaßwiderstand R_d und in der anderen Richtung entweder einen unendlich großen (bei Röhrendioden) oder zumindest doch einen sehr großen Sperrwiderstand R_{sp} (bei Kristalldioden) hat. Der wirkliche Diodenwiderstand geht nicht sprunghaft, sondern kontinuierlich von den hohen Werten des Sperrbereiches zu den niedrigen des Durchlaßbereiches über; *Bild 313* zeigt seinen grundsätzlichen Verlauf. *Bild 314* dient zur Festlegung und Veranschaulichung der verschiedenen Widerstandsarten eines Gleichrichters. Unter R_d und R_{sp} (kleine Indizes) sollen die Wechselstromwiderstände des Durchlaß- und Sperrbereiches verstanden werden. Entsprechend ihrer Definition

$$R_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} \sim \tan\alpha \qquad \text{beziehungsweise} \qquad R_{sp} = \frac{\Delta U_{sp}}{\Delta I_{sp}}$$

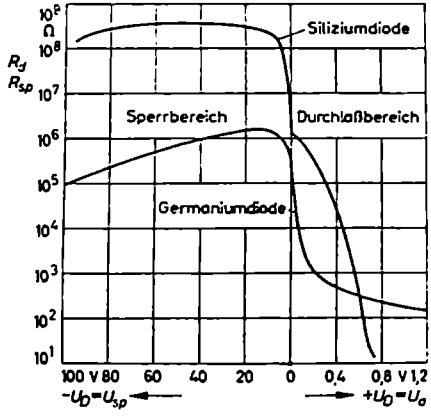


Bild 313. Grundsätzlicher Verlauf des Wechselstromwiderstandes einer Silizium- und einer Germaniumdiode in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt (Vorspannung)

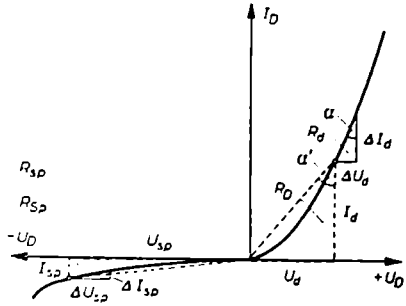


Bild 314. Zur Definition des Gleich- und Wechselstromwiderstandes einer Diode

$$R_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} \sim \tan\alpha \qquad \text{differentieller Durchlaßwiderstand}$$

$$R_{sp} = \frac{\Delta U_{sp}}{\Delta I_{sp}} \qquad \text{differentieller Sperrwiderstand}$$

$$R_D = \frac{U_d}{I_d} \sim \tan\alpha' \qquad \text{statischer Durchlaßwiderstand}$$

$$R_{Sp} = \frac{U_{sp}}{I_{sp}} \qquad \text{statischer Sperrwiderstand}$$

werden sie auch als differentielle oder dynamische Widerstände bezeichnet. Von ihnen sind streng die statischen oder Gleichstromwiderstände R_D und R_{Sp} (große Indizes) zu unterscheiden. Sie sind definiert durch den Ausdruck

$$R_D = \frac{U_d}{I_d} \sim \tan\alpha' \qquad \text{beziehungsweise} \qquad R_{Sp} = \frac{U_{sp}}{I_{sp}}$$

In den folgenden Untersuchungen über die Vorgänge bei der Netz- und Hochfrequenzgleichrichtung wird der Einfachheit und Übersichtlichkeit wegen die wahre Kennlinie meistens durch eine Knickkennlinie angenähert.

4. Richtspannung, Richtstrom und Richtleistung

Bei der Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz kommt es im allgemeinen darauf an, möglichst große NF-Spannungen zu erhalten. Die Größe des gleichgerichteten Stromes spielt dabei eine untergeordnete Rolle, denn Röhrenschaltungen verarbeiten ihrer Wirkungsweise nach nur Spannungen. Sie benötigen Steuerspannungen, aber keine Steuerströme. Eine HF-Gleichrichterschaltung wird dementsprechend so ausgelegt, daß möglichst große „Richtspannungen" entstehen. Ein möglichst großer „Richtstrom" ist nur in ganz wenigen Fällen, so zum Beispiel bei der Messung hochfrequenter Ströme mit empfindlichen Strommeßinstrumenten, das Ziel der Gleichrichtung. Die Netzgleichrichter liegen in der Mitte zwischen den beiden Grenzfällen der Richtspannung und des Richtstromes. Bei ihnen ist neben der Spannungsausbeute auch die Stromausbeute, also die „Richtleistung", wichtig. Wenn hiernach auch die Zielsetzungen auf den verschiedenen Anwendungsgebieten der Gleich-

richterschaltungen unterschiedlich sein mögen, so bleiben doch Wirkungsweise und grundsätzlicher Aufbau einer Gleichrichterschaltung davon unberührt; nur die Dimensionierung der Schaltelemente ist in den verschiedenen Fällen anders.

5. Entwicklung und Eigenschaften der Grundschaltung *1* (Gleichrichter und Widerstand in Reihe)

Das Prinzip der Gleichrichtung und Einglättung einer Wechselspannung zu einer konstanten Gleichspannung soll an Hand der folgenden Bilder dargestellt werden. *Bild 315* zeigt die einfachste Art der Zusammenschaltung einer Wechselstromquelle und eines Gleichrichters. Um die Gleichrichterschaltung unabhängig vom Generator an beliebiger Stelle erden zu können, ist ein Übertrager zwischengeschaltet. Als Kennlinie der Diode wird eine ideale Knickkennlinie genommen.

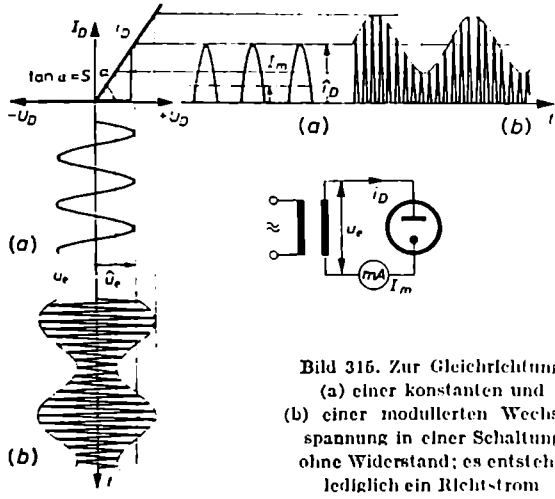


Bild 315. Zur Gleichrichtung (a) einer konstanten und (b) einer modullerten Wechselspannung in einer Schaltung ohne Widerstand; es entsteht lediglich ein Richtstrom

Am Gleichrichter liegt eine Wechselspannung u_e. In den Zeiten positiver Spannungen an der Anode der Diode findet ein Stromdurchgang statt. Sein Verlauf kann durch eine Art Spiegelung der Spannungen an der Knickkennlinie konstruiert werden. Während der Dauer der negativen Spannungswerte bildet sich kein Strom aus. Auf diese Weise fließen durch die Diode sowohl bei konstanter (*a*) als auch modulierter (*b*) Wechselspannung einzelne Stromimpulse gleicher Richtung. In der Schaltung entsteht an keiner Stelle eine Gleichspannung. Der Scheitelwert des pulsierenden Richtstromes kann durch die Steilheit S der Kennlinie zu

$$\hat{\imath}_D = S\hat{u}_e \tag{243}$$

beschrieben werden. Sein arithmetischer Mittelwert errechnet sich aus dem Ansatz

$$I_m = \frac{1}{T}\int_0^T i\,\mathrm{d}t$$

zu

$$I_m = \frac{1}{T}\left(\int_0^{T/2} i\,\mathrm{d}t + \int_{T/2}^{T} i\,\mathrm{d}t\right) = \frac{1}{T}\left(\int_0^{T/2} i_D \sin\omega t\,\mathrm{d}t + \int_{T/2}^{T} 0\cdot\mathrm{d}t\right) = \frac{i_D}{\pi}$$

oder zu

$$I_m = \frac{S\,\hat{u}_e}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} S\,U_e \tag{244}$$

Dies ist der größte Richtstrom, der sich in einer Diodenschaltung bei vorgegebener Wechselspannung U_e und idealer Knickkennlinie der Steilheit S ausbilden kann. Sofern der Generator mit dem Übertrager so niederohmig ist, daß seine Klemmenspannung während der Durchlaßphase nicht wegen der Belastung durch den niedrigen Durchlaßwiderstand R_d der Diode zusammenbricht, verläuft die Spannung u_D an der Diode sowohl während der Sperrzeit als auch der Durchlaßzeit streng sinusförmig.

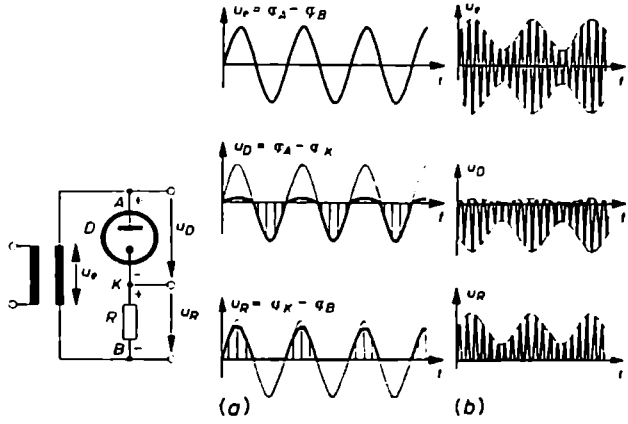


Bild 310. Erzeugung einer gleichgerichteten Spannung an einem Widerstand R, der klein gegen den Sperrwiderstand, aber groß gegen den Durchlaßwiderstand des Gleichrichters ist, und zwar (a) bei konstanter und (b) bei modulierter Wechselspannung

Um in der Schaltung außer dem Richtstrom eine Richtspannung entstehen zu lassen, wird in die Schaltung ein Widerstand R eingesetzt (*Bild 316*). Die gleichzurichtende Wechselspannung u_e teilt sich dabei folgendermaßen auf: Unter der Voraussetzung, daß R bedeutend größer als der Durchlaßwiderstand R_d des Gleichrichters, aber klein im Vergleich zu seinem Sperrwiderstand R_{sp} ist, liegt während der

Durchlaßphase der Hauptteil von u_e an R und nur ein Bruchteil an R_d. Während der Sperrzeit liegt die Spannung dagegen zum allergrößten Teil am Gleichrichter. Die genauen Werte lassen sich mit Hilfe der Spannungsteilerregel leicht errechnen. Es ergibt sich für die

$$\left.\begin{array}{lll} \text{Durchlaßzeit} & u_D = u_e \dfrac{R_d}{R_d + R} & \text{beziehungsweise} \quad u_R = u_e \dfrac{R}{R_d + R} \\ \text{Sperrzeit} & u_D = u_e \dfrac{R_{sp}}{R_{sp} + R} & \text{beziehungsweise} \quad u_R = u_e \dfrac{R}{R_{sp} + R} \end{array}\right\} \quad (245)$$

Die Diode verbraucht also während der Stromflußzeit nur eine ganz geringe Spannung. In der Sperrzeit übernimmt sie praktisch die volle Wechselspannung. Denkt man sich jeweils den unteren Punkt der beiden Schaltelemente Diode und Widerstand als Bezugspunkt für die Spannungsangabe, setzt man also $u_D = \varphi_A - \varphi_K$ und $u_R = \varphi_K - \varphi_E$, so ergibt sich der im rechten Teil vom *Bild 316* über (*a*) dargestellte Verlauf der beiden Teilspannungen. Für modulierte Eingangsspannungen ergeben sich die über (*b*) dargestellten Bilder.

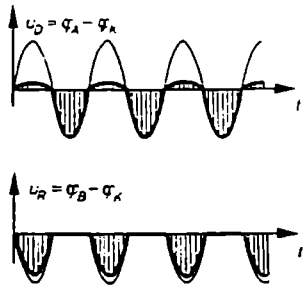


Bild 317. Polung der Spannungen, wenn im *Bild 316* der Punkt K als Bezugspunkt für die Spannungen u_D und u_R gewählt wird

Trägt man die Spannungen in ihrer Polarität gegenüber dem Punkt K als Erdpunkt oder Potentialbezugspunkt auf, erhält man *Bild 317*. An dem Vorzeichen der Diodenspannung ändert sich hierbei gegenüber *Bild 316* nichts; die u_R-Spannung kehrt ihr Vorzeichen dagegen um.

Aufgabe 55

Skizziere den Potentialverlauf an den Punkten K und B vom *Bild 316* unter der Annahme, daß die Anode der Diode geerdet und damit Potentialbezugspunkt wird.

Wie die *Bilder 316* und *317* zeigen, ist die an R auftretende Richtspannung u_R keine konstante Gleichspannung. Sie besteht aus lauter einzelnen Spannungsimpulsen oder -halbschwingungen von der Frequenz der angelegten Wechselspannung.

Um die einzelnen Spannungsimpulse zu einer konstanten Gleichspannung einzuglätten, schaltet man parallel zu R einen „Glättungskondensator" C (*Bild 318*). Der Kondensator wird, solange die Spannung an der Anode der Diode positiv

gegenüber der Katode ist und ein Diodenstrom fließt, im angegebenen Sinn aufgeladen. Seine Aufladezeitkonstante ist im wesentlichen durch seine Kapazität C und den Durchlaßwiderstand R_d der Diode gegeben. Sie ist um so kleiner, je kleiner R_d ist, also je besser die Diode leitet. Es gilt

$$\tau_{aufl} \approx C R_d \tag{246}$$

Die Kleinheit der Aufladezeitkonstante bedingt, daß sich der Kondensator in wenigen Halbschwingungen der Wechselspannung auf annähernd ihren Scheitelwert auflädt. In dem Maße, wie die Spannung an C steigt, wächst auch die Spannung am Widerstand R und läßt durch ihn einen Strom fließen.

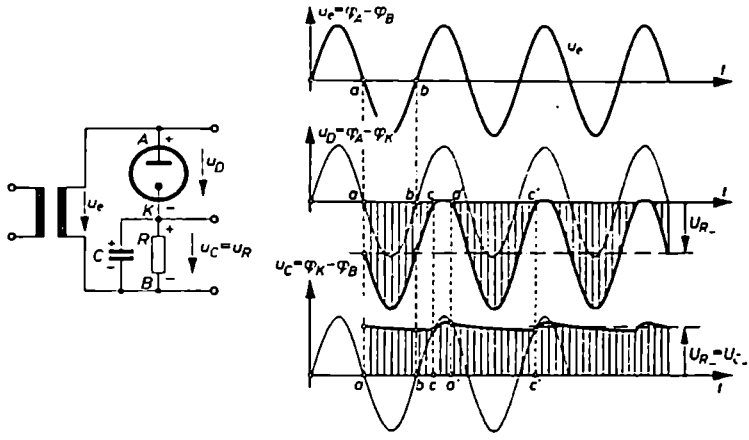


Bild 318. Spannungsverhältnisse an einer Gleichrichterschaltung mit Einglättungskondensator C

Die Spannung $u_C = u_R$ und die Eingangsspannung u_e bestimmen zusammen die Spannung, die resultierend an der Gleichrichterstrecke liegt. Sobald die Summenspannung aus u_e und u_C die Diodenanode negativ gegenüber der Katode vorspannt – und dies wird sicherlich im Zeitmoment a, zu dem u_e Null ist und ins Negative geht, der Fall sein –, sperrt die Diode und unterbricht den Zustrom zum Kondensator. Von diesem Augenblick a an entlädt sich der Kondensator über den Widerstand R. Seine Spannung, die zugleich die des Widerstandes ist, klingt nach einer e-Funktion mit der Entladezeitkonstante

$$\tau_{entl} = C R \tag{247}$$

ab. Wegen des großen Unterschiedes zwischen R und R_d ist die Entladezeitkonstante wesentlich größer als die Aufladezeitkonstante, so daß die Spannung am Kondensator während der Diodensperrzeit wesentlich langsamer zurückgeht, als sie während der Durchlaßzeit steigt.

Vergleiche hierzu im *Bild 318* die u_R-Spannung zwischen den Zeitmomenten a und b. Vom Zeitpunkt b ab wird u_e zwar wieder positiv; trotzdem bleibt die Diode noch eine kurze Zeit gesperrt, weil ihre Anode gegenüber der Katode immer noch negativ vorgespannt ist, und zwar um die Spannung u_C, die im Zeitmoment b am Kondensator und Widerstand herrscht. Hier liegen im Grunde genommen die gleichen Verhältnisse wie bei der automatischen Gittervorspannung mittels Katodenwiderstand vor. Genauso wie die Gleichspannung am Katodenwiderstand einer Verstärkerröhre eine negative Vorspannung des Steuergitters bedeutet, so bewirkt die am „Katoden"widerstand der Diode sich ausbildende Spannung eine negative Vorspannung der Diodenanode. Für den resultierenden Potentialunterschied zwischen Anode und Katode ist die Summe von u_e und $-u_C$ maßgebend, denn es ist

$$u_D = \varphi_A - \varphi_K = (\varphi_A - \varphi_B) + (\varphi_B - \varphi_K) = u_e + (-u_C) \tag{248}$$

Vom Augenblick b an steigt die Spannung u_e zwar positiv an, aber da sie betragsmäßig zunächst noch kleiner als u_C ist, bleibt die Diode weiterhin gesperrt und klingt die Kondensatorspannung weiterhin exponentiell ab. Im Zeitmoment c ist u_e so weit positiv angewachsen, daß sie die negative Vorspannung u_C überwindet. Von nun an wird die Diodenstrecke wieder stromdurchlässig. Es fließt von neuem ein Strom i_D, der den Kondensator nachlädt und den vorangegangenen Ladungsverlust ausgleicht. Die Spannung an C und R wird wieder angehoben. Wegen der Zeitverzögerung und Phasenverschiebung zwischen Kondensatorspannung und Aufladestrom hinkt die Kondensatorspannung der Eingangsspannung ein klein wenig nach. Berücksichtigt man weiterhin, daß während der Durchlaßzeit ein kleiner Teil der Eingangsspannung an der Diode hängenbleibt, so ergibt sich der zwischen c und a' skizzierte Spannungsverlauf.

Im Zeitmoment a' beginnt die Diode wieder zu sperren, da von jetzt ab die positive u_e-Spannung kleiner als die stets negativ wirkende u_C-Spannung wird. Damit ist ein dem Anfangsmoment a entsprechender Zustand erreicht; es beginnt eine neue Periode der Entladung und Aufladung von C. Betrachtet man die u_C-Spannung im Überblick, so stellt man fest, daß die einzelnen Spannungsimpulse vom *Bild 316* verschwunden sind und an ihre Stelle eine wirkliche, allerdings noch mit einer kleinen Welligkeit versehene Gleichspannung U_{C-} getreten ist. Die der Gleichspannung überlagerte Welligkeit oder „Brummspannung" ist um so kleiner, je langsamer sich der Kondensator in den Sperrzeiten entlädt, das heißt je größer die Entladezeitkonstante CR gegenüber der Periodendauer des Wechselstroms ist.

Für den Fall eines sehr großen Kondensators und eines sehr großen Widerstandes ergibt sich ein Spannungsverlauf nach *Bild 319*. Der erste Teil der Diagramme zeigt den Einschalt- und Aufladevorgang. Die Aufladezeitkonstante CR_d ist hier offenbar so klein, daß sich der Kondensator bereits nach der zweiten positiven Halbwelle auf seinen Höchstwert $U_{C-\max}$ aufgeladen hat. Die an ihm und R auftretende Gleichspannung ist praktisch gleich dem Scheitelwert der Wechselspannung.

$$U_{C-\max} = U_{R-\max} = \sqrt{2}\, U_{e\,\mathrm{eff}} \tag{249}$$

Dies ist der größte Wert, den die Richtspannung optimal erreichen kann. Entsprechend Gl. (245) bleibt nur ein verschwindend kleiner Teil der Eingangsspannung an der Diode hängen. Die Diodenspannung besteht aus einer negativen Vorspannung, die dem Betrag nach gleich U_{C-} ist, und einer Wechselspannung vom Wert der Eingangsspannung u_e. Da U_{C-} praktisch gleich dem Scheitelwert der Eingangsspannung ist, ändert sich die Diodenspannung periodisch zwischen $u_D \approx 0$ und $u_D = -2\,\hat{u}_e$.

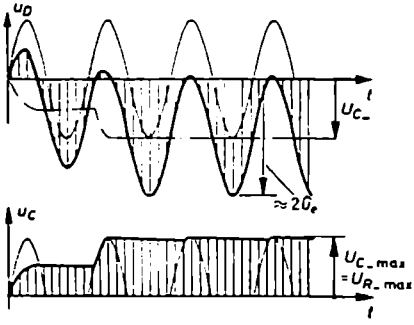


Bild 319. Gleichrichtung bei sehr großer Entladezeitkonstante

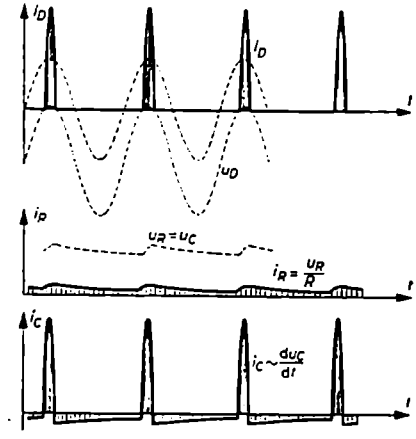


Bild 320. Stromverhältnisse in einer Gleichrichterschaltung mit Glättungskondensator

Strommäßig ergeben sich folgende Verhältnisse: Da an R eine praktisch konstante Gleichspannung liegt, muß der Strom durch R ein Gleichstrom sein. Seine Größe errechnet sich aus dem Ansatz

$$I_{R-} = \frac{U_{R-}}{R} \tag{250}$$

Dieser Strom wird zum Teil direkt von der Diode, während des größten Teils der Periode jedoch vom Kondensator geliefert. Aber auch dieser Teil rührt letztlich von dem Strom her, der seitens der Eingangsspannung über die Diode angeliefert wird, denn der Kondensator kann von sich aus auf die Dauer keine Ladungen abgeben; er kann nur das liefern, was er zuvor über die Diode aufgenommen hat. Hieraus folgt, daß der arithmetische Mittelwert des Diodenstromes i_D so groß wie der I_R-Strom sein muß. Da die Diode immer nur für sehr kurze Zeitmomente stromdurchlässig ist, muß in diesen kurzen Zeiten ein sehr großer, impulsartiger Strom durch die Diode fließen; im oberen Teil vom *Bild 320* ist er angedeutet. Mathematisch kann man ansetzen

$$\int_0^T i_D \,\mathrm{d}t = \int_0^T i_R \,\mathrm{d}t$$

oder, wenn i_R bei sehr großer Entladezeitkonstante den konstanten Wert I_R hat,

$$\int_0^T i_D \, dt = I_R T$$

Die Gleichheit des arithmetischen Mittelwertes von i_D und I_R besagt nicht, daß der Effektivwert dieser beiden Ströme gleich groß ist. Da für den Effektivwert die Stromquadrate maßgebend sind, ergibt sich, daß der Effektivwert I_{Deff} des Diodenstroms wesentlich größer als der Effektivwert I_R des Gleichstroms ist. In Anbetracht dessen, daß dieser ganze Fragenkomplex besonders bei der Dimensionierung von Netzgleichrichterschaltungen eine Rolle spielt, wird er dort ausführlicher behandelt (Abschnitt IV.2.c.β).

Der Kondensatorstrom hat während der Durchlaßphase der Diode das gleiche positive Vorzeichen wie der Strom durch die Diode oder den Widerstand. Betragsmäßig ist er während dieser Zeit um den I_R-Strom kleiner als i_D. Während der langen Sperrphase, in der sich die Ladungen des Kondensators über den Widerstand auszugleichen trachten und sich demgemäß der Aufladestrom in einen Entladestrom umkehrt, hat i_C ein negatives Vorzeichen, aber sonst den gleichen Betrag und Verlauf wie i_R. Die Stromverhältnisse in einer Gleichrichterschaltung mit Glättungskondensator sind also ziemlich verwickelt.

Von Wichtigkeit für das volle Verständnis einer Gleichrichterschaltung ist es, daß man sein Augenmerk nicht nur auf die u_R-Spannung, sondern auch auf die Diodenspannung u_D richtet. Der Spannungsverlauf an der Diode ist für die Arbeitsweise der sogenannten Audion- oder Gittergleichrichtung (Abschnitt D.II.2) und die Wirkungsweise von Begrenzerschaltungen maßgebend. Man beachte insbesondere, daß wohl die Spannung am Kondensator und Widerstand eingeglättet ist, aber nicht die der Diode. u_D ändert sich nach wie vor im Rhythmus der zugeführten Frequenz, allerdings nicht um die Nullinie herum, sondern wegen der als negative Vorspannung wirkenden Spannung U_{R-} hauptsächlich im Gebiet negativer Spannungen. u_D besteht nach Gl. (248) aus der Überlagerung der gleichzurichtenden Spannung u_e und der negativen Richtspannung $-U_{R-}$. Sie wird nur für ganz kurze Zeitmomente schwach positiv und läßt hier dann den hohen Diodenstrom durch die Diode treten, der die Aufgabe hat, die während der letzten Sperrphase aufgetretenen Ladungsverluste am Kondensator wiederauszugleichen.

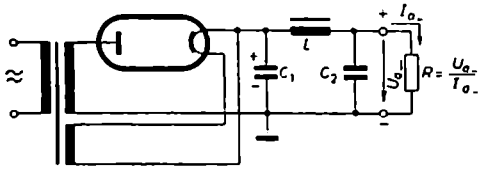


Bild 321. Schaltung eines Einwegnetzgleichrichters

Bei etwas anderer zeichnungsmäßiger Anordnung der Schaltelemente vom *Bild 318* ergibt sich die übliche, im *Bild 321* gezeichnete Schaltung eines Einwegnetzgleichrichters zur Erzeugung von Anodenspannungen. Abgesehen von der zur besseren

Einglättung der Brummfrequenz dienenden LC_2-Siebschaltung, besteht der einzige Unterschied gegenüber der Grundschaltung darin, daß hier der Belastungswiderstand R nicht direkt in Form eines greifbaren Widerstandes vorhanden ist, sondern indirekt durch die Summe des von der Röhrenschaltung aufgenommenen Anodenstromes dargestellt wird. Sein Wert errechnet sich aus der Anodenspannung U_{a-} und dem aufgenommenen Strom I_{a-} zu $R = U_{a-}/I_{a-}$. Je größer der Anodenstrom ist, desto kleiner wird R, desto schwieriger gestaltet sich die völlige Einglättung der Ausgangsspannung; denn ein kleines R bedeutet eine kleine Entladezeitkonstante, zumal der sogenannte Puffer- oder Ladekondensator C_1 bei einem Netzgerät aus wirtschaftlichen Gründen nicht beliebig groß gewählt werden kann. Ist zum Beispiel $U_{a-} = 300$ V, $I_{a-} = 50$ mA und $C_1 = 32\ \mu$F, so ist der wirksame Widerstand $R = 300$ V/50 mA $= 6000\ \Omega$ und damit die Entladezeitkonstante $C_1 R = 192$ ms. Diese Zeitkonstante ist nur knapp zehnmal größer als die 20-ms-Periode der 50-Hz-Frequenz des Netzes. Dies bedingt, wie auf Grund von Gl. (288) nachgerechnet werden kann, eine Welligkeitsspannung von $U_w \approx 7{,}8$ V. Ihr entspricht eine Welligkeit der Anodenspannung von $w = U_w/U_{a-} = 7{,}8/300 = 2{,}6\%$. Eine solche Welligkeit ist zu groß; sie muß durch das in der Schaltung vorgesehene LC_2-Glied auf ein zulässiges Maß von etwa 0,1 % heruntergedrückt werden.

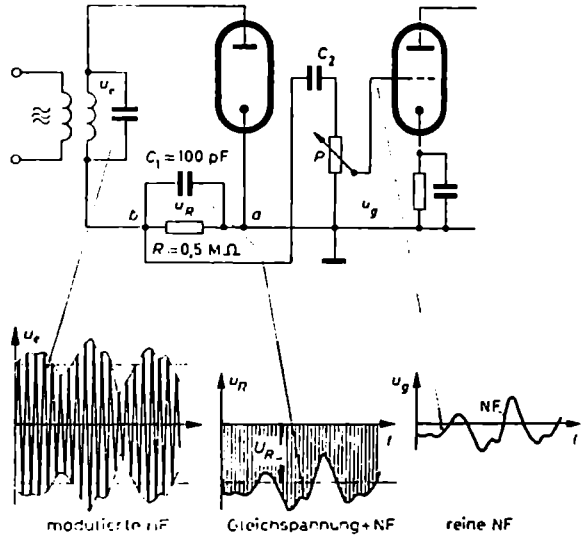


Bild 322. Verlauf der Wechselspannungen an den verschiedenen Stellen einer HF-Demodulationsschaltung

Während beim Netzgleichrichter die völlige Einglättung der pulsierenden Gleichspannung insofern Schwierigkeiten bereitet, als man über die Zeitkonstante CR nicht frei verfügen kann – R liegt durch das Verhältnis der verlangten Anoden-

spannung zum verlangten Anodenstrom fest, und die maximale Größe von C wird von wirtschaftlichen Erwägungen bestimmt –, liegen die Verhältnisse bei der Demodulation der Hochfrequenz günstiger; man kann hier ohne Schwierigkeit die Zeitkonstante $\tau = C_1 R$ (*Bild 322*) groß gegen die hochfrequente Periode T_{HF} machen. Die erforderlichen Kapazitäten bewegen sich dabei in der Größenordnung von nur einigen 100 pF, und die Widerstände haben Werte zwischen 0,1 und 1 MΩ. Handelt es sich beispielsweise um eine Hochfrequenz von 10^6 Hz mit $T_{HF} = 1\,\mu s$, so ist bei $R = 0{,}5$ MΩ und $C_1 = 100$ pF $\tau = 50\,\mu s$; sie ist damit 50mal größer als die Zeit einer Periode. Dadurch hält sich die Spannung am Widerstand R praktisch stets auf dem jeweiligen Scheitelwert der HF-Spannung.

Wie das mittlere Zeitdiagramm vom *Bild 322*, das den Spannungsverlauf am Punkt b des Richtwiderstandes R gegenüber dem geerdeten Punkt a zeigt, erkennen läßt, besteht die Spannung an der RC_1-Kombination aus einer Gleichspannungskomponente U_{R-}, die gleich dem Scheitelwert des unmodulierten Trägers ist, und einer Wechselspannung, die genau der Einhüllenden der hochfrequenten Amplitudenschwankungen entspricht. Die u_R-Spannung ist negativ aufgetragen, da der Erd- und Potentialbezugspunkt dieser Schaltung nicht wie im *Bild 318* bei B, sondern an der Katode bei a liegt. Die u_R-Spannung muß auf das Gitter der NF-Verstärkerröhre übertragen werden. Dies geschieht durch die eingezeichneten Verbindungen. Der Kondensator C_2 hat hierbei die Aufgabe, die Gleichspannungskomponente U_{R-} vom Gitterkreis der NF-Röhre fernzuhalten. Er wird so bemessen, daß er gegenüber dem Potentiometerwiderstand P einen vernachlässigbar kleinen Wechselstromwiderstand hat und die NF ungehindert überträgt.

Die Entladezeitkonstante $C_1 R$ darf eine bestimmte Größe nicht überschreiten, wenn die in der Einhüllenden der HF steckende NF bei der Gleichrichtung nicht verzerrt werden soll. Die Zeitkonstante soll zwar groß gegenüber der Periode der

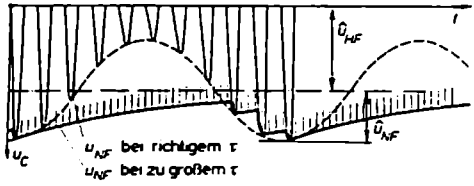


Bild 323. Einebnung und Verzerrung der Niederfrequenz in einer Demodulationsschaltung mit zu großer Entladezeitkonstante

HF sein, sie muß aber zugleich klein gegenüber der Periodendauer der höchsten in der Hüllkurve steckenden Niederfrequenz bleiben. Ist dies nicht der Fall, entlädt sich der Kondensator nicht schnell genug, wenn die Amplitude der Hochfrequenz bei abnehmender Modulation auf kleinere Werte zurückgeht. Dies hat zur Folge, daß, wie *Bild 323* andeutet, nicht nur die HF, sondern auch die NF eingeebnet wird. Wie man sich an Hand des Bildes leicht klarmachen kann, spielt für die entstehenden Verzerrungen neben der höchsten Modulationsfrequenz $f_{n\,e}$ auch der Modulationsgrad $m = U_{NF}/U_{HF}$ eine Rolle; denn je größer der Modulationsgrad ist, um so

größere Amplitudenschwankungen führt die Hochfrequenz innerhalb einer NF-Periode aus und um so schneller und stärker muß sich der Kondensator entladen. Nach einer von *Kammerloher* [27] entwickelten Formel ist die obere niederfrequente Grenzfrequenz f_{no} bei einem Modulationsgrad m und einer Zeitkonstante τ durch den Ausdruck festgelegt

$$f_{no} = \frac{1}{2\tau \ln \frac{1 + 0{,}7\,m}{1 - 0{,}7\,m}} \tag{251}$$

$$= 0{,}87/\tau \quad \text{bei} \quad m = 40\%$$

Ist umgekehrt die obere niederfrequente Übertragungsgrenze vorgeschrieben, so kann nach Gl. (251) die höchstzulässige Zeitkonstante ermittelt werden. Bei der Festlegung von R und C hat man neben dem zu erzielenden τ zu berücksichtigen, daß R der Spannungsausbeute wegen groß gegenüber dem Durchlaßwiderstand R_d der Diode sein soll. C darf nicht zu klein gewählt werden, damit die gesamte gleichzurichtende HF-Spannung möglichst in voller Stärke an der Diode wirksam wird. Jede sich an C ausbildende Teilspannung der Hochfrequenz bedeutet, daß die u_C-Spannung nicht völlig eingeglättet ist. Nach Möglichkeit wählt man in der Praxis

$$C = (10 \cdots 100)\, C_D \tag{252}$$

Praktische Werte von C und R im Mittel- und Kurzwellenbereich sind

$$\left.\begin{aligned} C &= 50 \cdots 200\ \text{pF} \\ R &= 0{,}1 \cdots 1\ \text{M}\Omega \end{aligned}\right\} \tag{253}$$

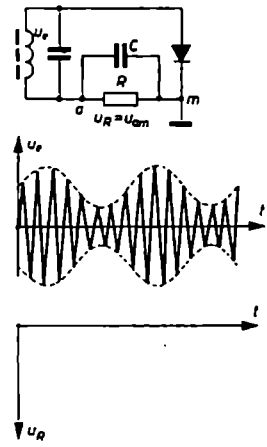


Bild 324 (a bis c)
Schaltungen zur *Aufgabe 56*

Bei $m = 40\%$ würde eine RC-Kombination aus 0,5 MΩ und 100 pF eine obere Grenzfrequenz von etwa 17400 Hz bedingen.

Aufgabe 56

Gegeben sei die im *Bild 324* (*b*) skizzierte modulierte Schwingkreisspannung u_e. Skizziere in das vorbereitete Diagramm vom *Bild 324* (*c*) die u_R-Spannung, und zwar 1) für eine richtig dimensionierte Zeitkonstante und 2) für eine viel zu große Zeitkonstante (vergleiche hierzu *Bild 334*).

6. Richtkennlinienfeld eines Gleichrichters

a) Entstehung und Form

In einer Gleichrichterschaltung mit sehr großem Widerstand R ($R \gg R_d$) und genügend großem Kondensator bildet sich eine optimal große Richtspannung von der Größe $U_{R-\max} = \hat{u}_e = \sqrt{2}\, U_{e\,\mathrm{eff}}$ und ein minimal kleiner Richtstrom von $I_{R-} = U_{R-}/R$ aus. Wird $R = 0$ gewählt, fließt ein optimal großer Richtstrom von $I_m = S\,\hat{u}_e/\pi$; die Richtspannung ist Null. Es soll untersucht werden, wie groß Richtstrom und Richtspannung werden, wenn R weder sehr groß noch sehr klein ist. Der Einfachheit halber werde vorausgesetzt, daß der Kondensator C stets so groß ist, daß man die an ihm und R auftretende Richtspannung als eingeglättet ansehen kann. Zur Messung des Richtstromes diene ein Drehspulinstrument, da nur sein arithmetischer Mittelwert interessiert.

Für die Untersuchung benötigt man das sogenannte Richtkennlinienfeld der Diode. Man versteht hierunter eine Schar von Kurven, die die Größe des Richtstroms in Abhängigkeit von einer an den Gleichrichter angelegten oder automatisch an ihm auftretenden Vorspannung abzugreifen gestatten. Da die Größe des Richtstroms außer von der Vorspannung von der Höhe der gleichzurichtenden Wechselspannung abhängt und dieser Zusammenhang, wie sich gleich zeigen wird, nicht linear ist, gibt es für jeden Wert der Wechselspannung eine besondere Richtkennlinie.

Eine Richtkennlinie ist etwas anderes als eine Gleichrichterkennlinie. Die letzte wird rein gleichstrommäßig aufgenommen und stellt einfach nur den Zusammenhang zwischen Gleichstrom und Gleichspannung an einem Gleichrichter dar. Ein Gleichrichter kann nur eine Gleichrichterkennlinie haben. Mathematisch wird dieser Zusammenhang durch die Funktion $I_{D-} = f(U_{D-})$ ausgedrückt. Von den Richtkennlinien gibt es beliebig viele, ein ganzes Feld. Im Richtkennlinienfeld wird für mehrere Wechselspannungen $U_\sim$ der arithmetische Mittelwert ΔI des gleichgerichteten Wechselstroms in Abhängigkeit von der am Gleichrichter herrschenden Gleichspannung U_- dargestellt, mathematisch ausgedrückt, die Funktion $\Delta I = f(U_-,\ U_\sim = \text{konstant})$.

Das Richtkennlinienfeld wird heutzutage nur noch selten benutzt, obgleich es das einzige Kennlinienfeld ist, aus dem man für jeden beliebigen Widerstand R den Richteffekt ablesen kann. Sofern man heute überhaupt noch den Gleichrichtereffekt rechnerisch verfolgt, benutzt man Kurven, die für bestimmte, feste Widerstandswerte von zum Beispiel 1 MΩ gelten. Dennoch soll hier das Wesentliche über das Richtkennlinienfeld, seine Entstehung und Form, dargelegt werden, weil es für das tiefere Verständnis der Gleichrichtvorgänge von Wichtigkeit ist.

Das Richtkennlinienfeld erhält man meßtechnisch auf folgende Weise: In eine Gleichrichterschaltung wird an Stelle des Widerstandes R und des Kondensators C eine Batterie mit veränderbarer Spannung U_- so eingebaut, daß man dem Gleichrichter verschiedene positive und negative Vorspannungen erteilen kann. Dann wird eine bestimmte Wechselspannung $U_\sim$ an die Meßschaltung gelegt und mit einem Drehspulinstrument der Strom I_m gemessen, der als Mittelwert durch den Gleichrichter fließt. *Bild 325* zeigt das Prinzip der Meßschaltung und veranschaulicht in den Zeitdiagrammen *1* bis *5* den Verlauf des gleichgerichteten Stromes für verschiedene Fälle der Vorspannung. Außerdem ist in den Zeitdiagrammen der vom Drehspulinstrument angezeigte zeitliche Mittelwert I_m der einzelnen Stromimpulse eingetragen; auf ihn bezieht sich die Schraffur unter den Stromkurven.

Bei positiven Vorspannungen (Fall *4* und *5*) setzt sich I_m aus zwei Teilen zusammen, einem Teil I_-, der auch ohne Wechselspannung, also rein auf Grund der Vorspannung, fließen würde – er wird „Vorstrom" genannt –, und einem Anteil ΔI, der von der gleichgerichteten Wechselspannung herrührt; er bildet den eigentlichen Richtstrom. Der Vorstrom I interessiert hier nicht. Den Richtstrom ΔI erhält man aus dem gemessenen Gesamtstrom I_m durch Abziehen des Vorstromes I_-. Es gilt

$$\text{bei positiver Vorspannung} \quad \Delta I = I_m - I_-$$

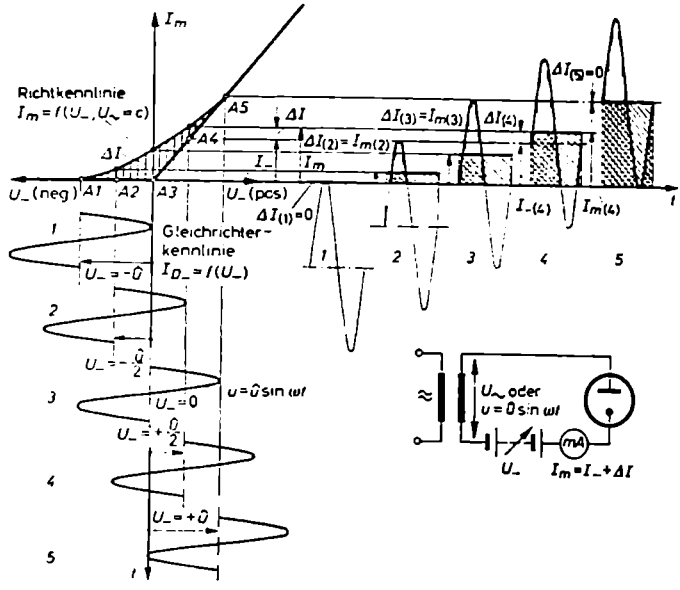


Bild 325. Entstehung einer Richtkennlinie

Bei negativen Vorspannungen (Fall *1* bis *3*) fließt durch einen idealen Gleichrichter, wenn keine Wechselspannung anliegt, kein Strom; der Vorstrom ist hier stets Null. Beim Anlegen einer Wechselspannung tritt eine Gleichstromkomponente auf, die von der Vorspannung abhängt und den eigentlichen Richtstrom darstellt. Es gilt

$$\text{bei negativer Vorspannung} \quad \Delta I = I_m$$

Überträgt man die jeweiligen Mittelwerte I_m in das Kennlinienfeld nach links und trägt sie dort über den zugehörigen Werten der Vorspannung auf, so erhält man bei ihrer sinnvollen Verbindung eine Kurve, die die Richtkennlinie der betreffenden Wechselspannung $U_\sim$ bildet. Wie man erkennt, stellt der zwischen der Richtkennlinie und der Gleichstromkennlinie liegende ebenfalls schraffierte Stromanteil den eigentlichen Richtstrom ΔI dar. Im einzelnen ergibt sich bei Betrachtung von *Bild 325* folgendes:

Im Arbeitspunkt *A 1* (Vorspannung $U_- = -\hat{u}$) ist der Richtstrom Null, weil das von der Wechselspannung überstrichene Gebiet ganz im negativen Bereich der Gleichstromkennlinie liegt.

Desgleichen wird ΔI, also die Differenz $I_m - I_-$, für den Arbeitspunkt $A\,5$ ($U_- = +\hat{u}$) Null, weil in diesem Fall das von der Wechselspannung überstrichene Gebiet ganz auf dem positiven, geradlinig ansteigenden Ast der Knickkennlinie liegt. Hier sind beide Halbschwingungen des Stromes, die positive und negative, gleich groß, so daß kein Richteffekt auftreten kann. Der vom Drehspulinstrument angezeigte arithmetische Mittelwert I_m ist gleich dem Vorstrom I_-. Im Arbeitspunkt $A\,5$ und $A\,1$ stoßen Richtkennlinie und Gleichstromkennlinie zusammen.

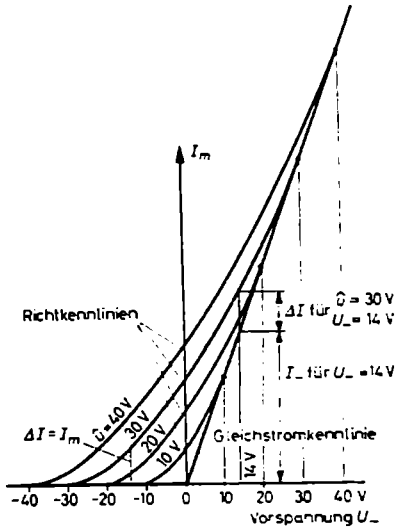


Bild 326. Vollständiges Richtkennlinienfeld eines Gleichrichters mit idealer Knickkennlinie

Im Punkt $A\,3$ ($U_- = 0$) zeigt das Instrument den nach Gl. (244) errechneten maximalen Richtstrom $\Delta I_{max} = S\hat{u}/\pi$ an.

In den Zwischenpunkten $A\,2$ und $A\,4$ ($U_- = \pm 0{,}5\,\hat{u}$) nimmt der Richtstrom Zwischenwerte an. Sie sind, wenn man die sogenannten Stromflußzeiten ermittelt, genau berechenbar; der in dem Bild eingetragene Wert ist größenordnungsmäßig richtig.

Wesentlich ist, daß man erkennt, ein Richtstrom kann nur innerhalb des Bereiches auftreten, in dem die Vorspannung – absolut genommen – kleiner als der Scheitelwert der Wechselspannung ist, und ΔI hat seinen Maximalwert bei $U_- = 0$. Für andere Wech-

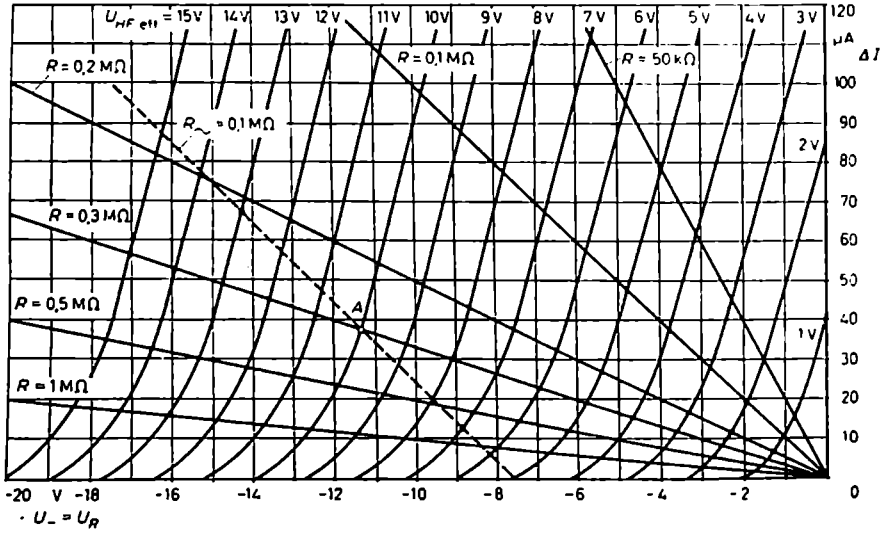


Bild 327. Richtkennlinienfeld der Röhre EABC 80

selspannungen gilt im Prinzip das gleiche. Immer tangieren die Richtkennlinien die Gleichstromknickkennlinie in den Punkten $U = +\hat{u}$ und $-\hat{u}$, und ΔI hat für $U_- = 0$ einen Maximalwert. Die Gesamtheit der Richtkennlinien für die verschiedenen Wechselspannungen bildet das Richtkennlinienfeld. Für einen Gleichrichter mit idealer Knickkennlinie ist es im *Bild 326* dargestellt. Da die Gleichstromkennlinien technischer Gleichrichter keinen idealen Knickverlauf aufweisen, weichen die Richtkennlinien technischer Gleichrichter stets etwas von der theoretischen Form ab. Ihr genauer Verlauf wird experimentell ermittelt. *Bild 327* gibt als Beispiel das Richtkennlinienfeld der Diode *d 1* (*Bild 330*) einer EABC 80 wieder. Aus Gründen, die gleich klar werden, ist es nur für negative Vorspannungen aufgenommen. Die einzelnen Richtkennlinien sind oben nach der Größe der Wechselspannungen $U_\sim$ gekennzeichnet. Die größere Steilheit, die diese Richtkennlinien im Vergleich zu *Bild 326* haben, beruht lediglich auf dem Maßstab für die Stromordinate.

b) Arbeitspunkt und Richteffekt

Mit Hilfe des Richtkennlinienfeldes kann nun die Frage beantwortet werden, welcher Richtstrom und welche Richtspannung sich in einer normalen Gleichrichterschaltung einstellen. In einer solchen Schaltung ist die veränderbare Batterie U_- durch die RC-Kombination ersetzt (*Bild 328*). Sie wirkt in der gleichen Weise wie die Batterie und liefert wie sie eine Vorspannung. Die einzigen Unterschiede gegenüber der künstlichen Vorspannung durch eine Batterie bestehen darin, daß die sich an der RC-Kombination ausbildende Spannung niemals positiv, sondern immer nur negativ sein kann und daß sie nicht willkürlich groß,

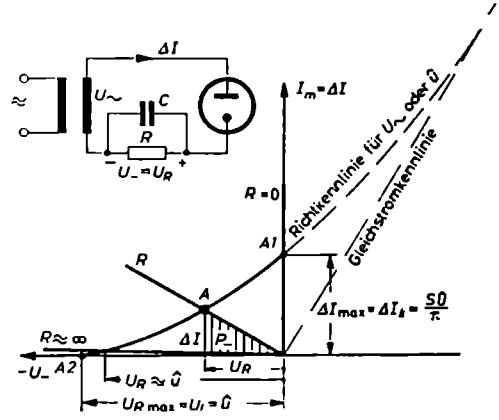


Bild 328. Aufsuchen des Arbeitspunktes und des Richteffektes im Richtkennlinienfeld bei beliebigem Widerstand R

sondern von der Höhe der Wechselspannung abhängig ist. Die negative Vorspannung kommt bekanntlich dadurch zustande, daß der in der Diode gleichgerichtete Strom so über den Widerstand R fließt und zugleich so den Kondensator auflädt, daß sein katodenseitiger Belag positiv und sein anodenseitiger Belag negativ wird. Hierin liegt begründet, daß die technischen Richtkennlinienfelder nur für negative Vorspannungswerte aufgenommen zu werden brauchen. Ein anderer Unterschied gegenüber der Vorspannung durch eine Batterie besteht darin, daß man bei der Benutzung der RC-Kombination zunächst gar nicht weiß,

welche Vorspannung sich einstellen wird. Auf Grund der anliegenden Wechselspannung $U_\sim$ weiß man lediglich, welche von den vielen Richtkennlinien für den Richteffekt maßgeblich sein wird.

Um den sich wirklich einstellenden Richtstrom ΔI und die dazugehörige, als Vorspannung wirkende Richtspannung $U_- = U_R$, das heißt den Arbeitspunkt A auf der Richtkennlinie, zu finden, muß man sich ähnlich wie bei einer Verstärkerröhre klarmachen, daß A erstens auf der Richtkennlinie für die betreffende Wechselspannung und zweitens auf der durch den Koordinatenanfangspunkt gehenden Widerstandsgeraden liegen muß. Denn die Spannung U_R am Widerstand, die ja die Vorspannung bildet, ist mit dem Richtstrom durch das Gesetz

$$U_- = U_R = R\,\Delta I$$

verknüpft. Dieses Gesetz wird grafisch durch eine Gerade mit dem Steigungsmaß

$$\tan\alpha = \frac{\Delta I}{U_R} = \frac{1}{R}$$

wiedergegeben. Dementsprechend stellt der Schnittpunkt der Widerstandsgeraden R mit der Richtkennlinie für das betreffende $U_\sim$ den sich einstellenden Arbeitspunkt dar.

Konstruiert man für verschiedene Widerstände die Arbeitspunkte, ergibt sich folgendes Bild: Für $R = 0$ (senkrechte Widerstandsgerade, Arbeitspunkt $A\,1$ im *Bild 328*) wird ΔI ein Maximum, und zwar gleich dem Kurzschluß-$\Delta I_k = S\hat{u}/\pi$; die Richtspannung ist hier Null. Für den anderen Grenzfall, daß R sehr groß ist (praktisch horizontale Widerstandsgerade, Arbeitspunkt $A\,2$ im *Bild 328*), wird ΔI praktisch Null. Statt dessen wird hier die Richtspannung ein Maximum, und zwar gleich der Leerlaufrichtspannung $U_l = U_{R\,\max}$. Sie stimmt praktisch mit dem Scheitelwert $\hat{u} = \sqrt{2}\,U_\sim$ überein. Dies ist genau das gleiche, was sich schon am Anfang bei der Erörterung des Gleichrichtungsvorganges ergab. Hiermit ist der Zusammenhang mit den früheren Aussagen hergestellt. Für einen beliebigen Widerstand R ergibt sich ein Arbeitspunkt A mit einer bestimmten Richtspannung U_R und einem bestimmten Richtstrom ΔI.

Ist das Ziel der Gleichrichtung eine möglichst große Richtleistung, so darf der Belastungswiderstand R weder zu groß noch zu klein sein. Ähnlich wie bei der maximalen Wechselstromleistung einer Röhre muß hier die Fläche des im *Bild 328* schraffierten Dreiecks aus U_R, ΔI und der R-Geraden ein Maximum werden. Eine genaue Durchrechnung des Maximalproblems ergibt, daß man die größte Richtleistung dann erhält, wenn man R zu

$$R_{opt} = 2{,}78/S \qquad (254)$$

wählt. Dabei ist $1/S$ die reziproke Steilheit des ansteigenden Astes der Gleichstromkennlinie.

c) Richteffekt bei modulierter Hochfrequenz

Dem Richtkennlinienfeld können auch die bei der Gleichrichtung einer modulierten Hochfrequenz entstehenden niederfrequenten Wechselspannungen und -ströme entnommen werden. Schwankt die Hochfrequenz entsprechend der Modulation zeitlich in ihrer Amplitude, so richtet sich der Arbeitspunkt A nach der mittleren Trägerspannung U_{HF} und dem Gleichstromwiderstand R. Für die entstehende NF-Spannung sind dann die im *Bild 329* markierten Punkte p und q maßgeblich. p liegt auf der Kennlinie für die bei maximaler Aussteuerung auftretende höchste HF-Spannung $U_{HF\,max} = (1 + m)\,U_{HF}$ und q auf der

Kennlinie für die bei maximaler Aussteuerung auftretende kleinste HF-Spannung $U_{HF\,min} = (1 - m)\,U_{HF}$. Im gleichen Rhythmus wie die Hochfrequenz schwankt ΔI zwischen

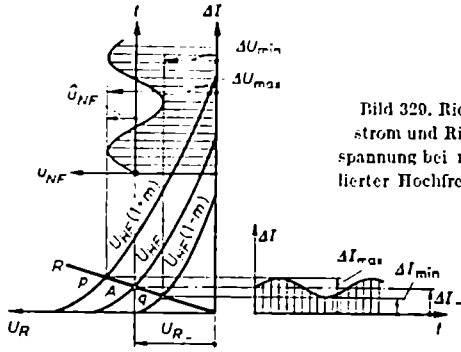


Bild 329. Richtstrom und Richtspannung bei modulierter Hochfrequenz

ΔI_{max} und ΔI_{min} und entsprechend U_R zwischen ΔU_{max} und ΔU_{min}. Die mittlere Richtspannung entspricht der Gleichspannungskomponente und die Differenz ihres Maximal- und Minimalwertes der doppelten Amplitude der NF. Es gilt

$$\hat{u}_{NF} = \frac{\Delta U_{max} - \Delta U_{min}}{2}$$

Hierbei ist vorausgesetzt, daß der Wechselstromwiderstand $\mathfrak{Z}_{NF}$ des RC-Gliedes und der nachfolgenden Schaltung für die NF praktisch reell ist und den Wert R des ohmschen Widerstandes hat. Ist dies nicht der Fall, muß wie bei einer Verstärkerröhre durch den mittleren Arbeitspunkt A bei reellem Wechselstromwiderstand eine Wechselstromwiderstandsgerade $R_\sim$ und bei komplexer Belastung eine Ellipse gezeichnet werden. Auf ihr ist dann der Richteffekt abzugreifen. Eine einfache Widerstandsgerade ergibt sich beispielsweise in der Schaltung nach *Bild 330*, wenn der Koppelkondensator C_2 genügend groß ist, so daß man den niederfrequenten Gesamtwiderstand als reell ansehen und zu $Z_{NF} = \frac{R\,R_g}{R + R_g}$ annehmen darf.

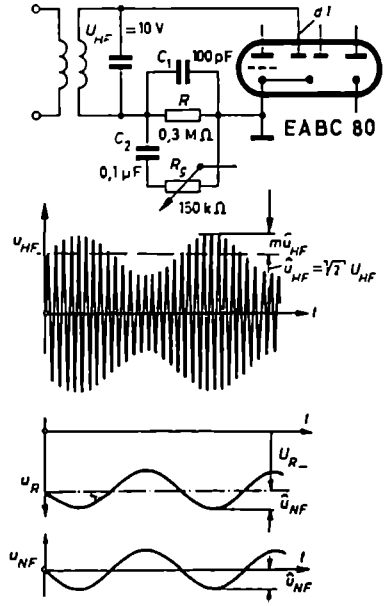


Bild 330. Schaltung und Spannungsverläufe zum *Beispiel 42*

Beispiel 42

In einer Gleichrichterschaltung nach *Bild 330* mit der Röhre EABC 80 (Diode *d I*) sei $C_1 = 100\,\text{pF}$, $R = 0{,}3\,\text{M}\Omega$, $R_g = 150\,\text{k}\Omega$ und $C_2 = 0{,}1\,\mu\text{F}$. Am Schwingkreis liege ein modulierter Träger von 1 MHz und einer Spannung von $U_{HF} = 10\,\text{V}$. Er sei zu 30% mit einer Niederfrequenz von 800 Hz moduliert. Gesucht sind 1) die mittlere Richtspannung $U_{R\_}$ und der mittlere Richtstrom $\Delta I_\_$, 2) der Effektivwert der entstehenden niederfrequenten Wechselspannung, 3) der größte zulässige Modulationsgrad des Trägers, wenn NF-Verzerrungen vermieden werden sollen, und 4) die untere und obere Modulationsfrequenz, die die Gleichrichterschaltung überträgt.

Zu 1) Wäre R praktisch unendlich groß, würde die Richtspannung $U_{R\_} = \sqrt{2}\,U_{HF} = 1{,}414 \cdot 10\,\text{V} = 14{,}14\,\text{V}$ und $\Delta I = 0$ sein. Für $R = 0{,}3\,\text{M}\Omega$ liest man unter Benutzung der zugehörigen Widerstandsgeraden im Kennlinienfeld vom *Bild 327* eine kleinere Richtspannung von etwa 11,4 V und gleichzeitig einen kleinen Richtstrom von etwa $37\,\mu\text{A}$ ab.

Zu 2) Für die Größe der Niederfrequenz ist der Wechselstromwiderstand der Schaltung maßgeblich. Da $1/\omega C_2$ bei 800 Hz nur $2000\,\Omega$ groß ist und dementsprechend gegenüber $R_g = 150\,\text{k}\Omega$ vernachlässigbar klein ist, kann der Widerstand der NF-Anschlußschaltung zu

$$Z_{NF} = \frac{R\,R_g}{R + R_g} = \frac{300 \cdot 150}{300 + 150}\,\text{k}\Omega = 100\,\text{k}\Omega$$

angesetzt und als praktisch reell angesehen werden. Hierfür ergibt sich eine Widerstandsgerade $R_\sim$, wie sie im *Bild 327* eingetragen ist. Sie geht durch den mittleren Arbeitspunkt A. Schwankt die Hochfrequenz im Rhythmus der Tonfrequenz entsprechend dem Modulationsgrad $m = 30\%$ zwischen $(1 + m)\,U_{HF} = 1{,}3 \cdot 10\,\text{V} = 13\,\text{V}$ und $(1 - m)\,U_{HF} = 0{,}7 \cdot 10\,\text{V} = 7\,\text{V}$ effektiver Spannung periodisch hin und her, so schwankt die Richtspannung bei der Aussteuerung auf der Widerstandsgeraden $R_\sim$ zwischen den Werten $\Delta U_{max} = 14{,}3\,\text{V}$ und $\Delta U_{min} = 8{,}9\,\text{V}$ hin und her. Dies bedeutet, daß die Niederfrequenz eine Scheitelwertsspannung von $\hat{u}_{HF} = (14{,}3 - 8{,}9)\,\text{V}/2 = 2{,}7\,\text{V}$ oder einen Effektivwert von $U_{NF} \approx 1{,}9\,\text{V}$ hat. Im Idealfall würde sie bei $m = 30\%$ gleich $m\,U_{HF} = 3\,\text{V}$ sein.

Zu 3) Sobald die HF-Spannungen bei ihrer Modulation unter den Wert von 5 V sinken (Schnittpunkt der $R_\sim$-Geraden mit der Abszissenachse), werden die unteren Modulationsspitzen abgeschnitten. Kurz vorher beginnen wegen der Kennlinienkrümmung die ersten schwachen Verzerrungen. Deswegen darf der Modulationsgrad höchstens einen Wert von $m = (10 - 5)/10\,\text{V} = 0{,}5$ oder 50% haben.

Zu 4) Die obere niederfrequente Grenzfrequenz wird durch die Zeitkonstante τ festgelegt, die die höchste Entladegeschwindigkeit des Kondensators bedingt. Für ihre Größe sind die Kapazität $C_1 = 100\,\text{pF}$ und der Wechselstromwiderstand $Z_{NF} = 100\,\text{k}\Omega$ maßgebend. Nach Gl. (251) ergibt sich für einen Modulationsgrad von $m = 30\%$ eine obere Grenzfrequenz von

$$f_{no} = \frac{1}{2\,\tau \ln \dfrac{1 + 0{,}7\,m}{1 - 0{,}7\,m}} = \frac{1}{2 \cdot 100\,\text{pF} \cdot 0{,}1\,\text{M}\Omega \ln \dfrac{1 + 0{,}21}{1 - 0{,}21}} \approx 118\,\text{kHz}$$

Dieser Wert ist völlig unkritisch. Für die untere noch übertragbare Grenzfrequenz ist der Kopplungskondensator C_2 maßgeblich. f_{nu} liegt etwa dort, wo der kapazitive Widerstand $1/\omega C_2$ in die Größenordnung von R_g kommt. Hieraus folgt

$$f_{nu} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_2 R_j} = \frac{1}{2\pi \cdot 0{,}1\,\mu\text{F} \cdot 0{,}15\,\text{M}\Omega} \approx 10\,\text{Hz}$$

d) Richtwirkungsgrad

Wie das vorstehende Beispiel erkennen läßt, lassen sich an Hand des Richtkennlinienfeldes die zu erwartenden Richteffekte für beliebige Belastungsfälle recht genau vorausberechnen und planen. Das ganze Verfahren ist natürlich etwas umständlich, zumal dann, wenn das Richtkennlinienfeld des betreffenden Gleichrichters nicht vorliegt, sondern erst experimen-

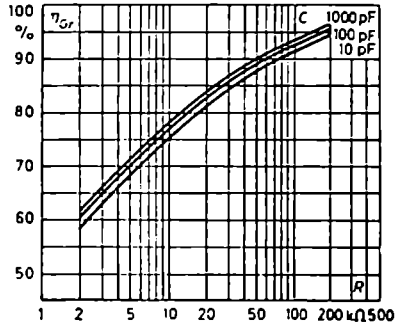


Bild 331. Darstellung des Richtwirkungsgrades einer Gleichrichterschaltung als Funktion von R

tell aufgenommen werden muß. In der Praxis macht man sich meistens nicht die Mühe, eine Gleichrichterschaltung auf dem Papier bis ins einzelne vorauszuberechnen. Man überschlägt die Schaltungswerte roh und ermittelt die günstigsten Werte dann durch Versuche. Eine wertvolle Hilfe sind dabei die von manchen Firmen ihren Gleichrichterdatenblättern beigefügten Kurven über den Gleichrichterwirkungsgrad η_{Gr}. Der „Richtwirkungsgrad" gibt das Verhältnis der am Ladekondensator entstehenden Gleichspannung zum Spitzenwert der angelegten Wechselspannung an.

$$\eta_{Gr} = \frac{U_{R\_}}{\sqrt{2}\,U}$$

Bild 331 zeigt ihn in seiner Abhängigkeit vom gewählten R für verschiedene Kapazitätswerte. Man erkennt, daß der betreffende Gleichrichter bei $R = 100$ kΩ und einem Ladekondensator von $C = 100$ pF einen Wirkungsgrad von etwa 93% hat, demnach eine Richtspannung von 93% des Idealwertes, also $U_{R\_} = 0{,}93 \sqrt{2}\, U_{HF}$ liefert.

7. Entwicklung und Eigenschaften der Grundschaltung 2 (Gleichrichter und Widerstand parallel)

Die Anschaltung des Gleichrichters an die Wechselspannungsquelle geschah bislang in der Weise, daß man Gleichrichter und Widerstand in Reihe legte (Reihenschaltung). Es gibt noch eine andere Anordnung der beiden Schaltelemente. Sie ist

im *Bild 332* dargestellt. Hier sind Gleichrichter und Widerstand parallelgeschaltet. Diese Schaltungsart hat gegenüber der vom *Bild 330*, die entweder nur an der Katode oder nur am Schwingkreis geerdet werden kann, den Vorteil, daß Schwingkreis und Katode oder allgemeiner Schwingkreis und Gleichrichter gemeinsam an Masse oder Erde gelegt werden können. Dieser Vorteil ist in HF-Schaltungen häufig von ausschlaggebender Bedeutung.

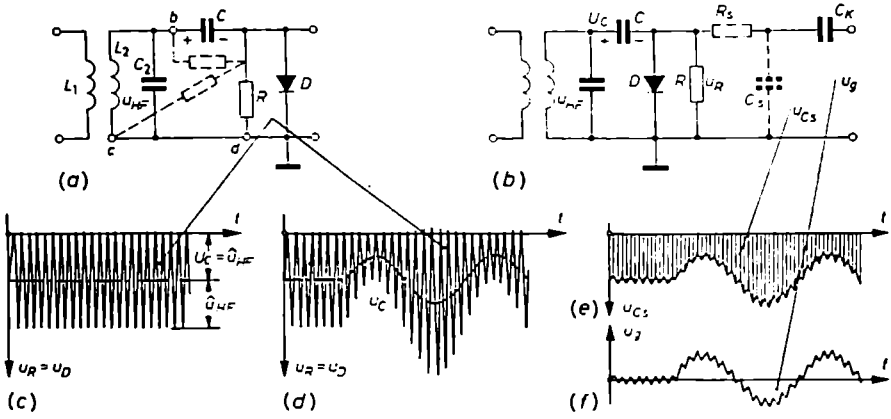


Bild 332. Parallelschaltung von Gleichrichter und Widerstand. (a) Entstehung aus der Reihenschaltung; (b) normale Darstellungsart der Schaltung; (c) Spannung an R bei unmodulierter HF, (d) Spannung an R bei modulierter HF; (e) Spannung nach Unterdrückung der HF durch das $R_s C_s$-Siebglied; (f) Ausgangsspannung der Schaltung

Die neue Schaltung entsteht, wie *Bild 332* (*a*) andeutet, dadurch aus der bisherigen, daß man zunächst einmal die RC-Kombination in die obere Verbindung zwischen Schwingkreis und Diode legt und dann das eine Ende des Belastungswiderstandes R nicht mehr, wie bisher, gleich hinter dem Kondensator bei *b* anschließt, sondern es von *b* über *c* nach *d* wandern läßt und es dort mit der Katode der Diode verbindet. *Bild 332* (*b*) unterscheidet sich von (*a*) praktisch nur durch die zeichnerische Lage des Widerstandes R und einige zusätzliche, gestrichelt gezeichnete Schaltelemente. Während sich der Kondensator in der alten Schaltung direkt über R entladen konnte, muß er dies jetzt über die Reihenschaltung von Widerstand R und Spule L_2 tun. Dies ist ohne weiteres möglich, da L_2 wohl für die Hochfrequenz, nicht aber für den Gleichstrom und die Niederfrequenz einen nennenswerten Widerstand hat.

Es ist verständlich, daß die Spannung u_R an R in dieser Schaltung nicht mehr gleich der Kondensatorspannung u_C ist. Sie stimmt jetzt mit der an der Diode überein, zu der R ja parallelliegt. Die Diodenspannung u_D aber setzt sich aus der u_C-Spannung und der Eingangsspannung u_{HF} zusammen. Die Spannung an R ist damit nicht mehr frei von Hochfrequenz. *Bild 332* (*c*) zeigt sie für den Fall einer nichtmodulierten und *Bild 332* (*d*) für den Fall einer modulierten Hochfrequenz. Man er-

kennt, wie sich die negative Richtspannung U_C und die hochfrequente Eingangsspannung u_{HF} überlagern.

Im einzelnen kann man sich den Verlauf der Spannung an Widerstand und Diode für den Fall einer unmodulierten HF an Hand von *Bild 333* auch folgendermaßen klarmachen: In der Durchlaßphase, also bestimmt im Moment des positiven Scheitelwertes der Hochfrequenz (*Bild 333a* und *b*), ist die Spannung an R praktisch Null, da die Diode wegen ihres sehr niederohmigen Durchlaßwiderstandes R_d alles kurzschließt. Man kann für diesen Zeitmoment ansetzen

$$u_R = u_D = -U_C + u_{HF} = -\hat{u}_{HF} + \hat{u}_{HF} = 0$$

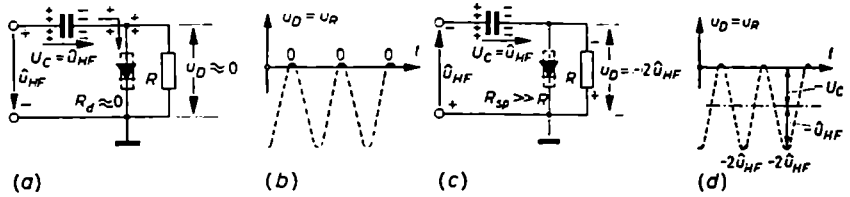


Bild 333. Zur Erklärung des Spannungsverlaufs an R. (a und b) Darstellung im Moment des positiven, (c und d) im Moment des negativen Scheitelwertes einer unmodulierten HF

Die ganze Spannung liegt hier an C und lädt den Kondensator praktisch auf den Scheitelwert der Hochfrequenz auf. In der Sperrphase will sich C über L_2 und R entladen. Bei genügend großer Zeitkonstante ist die wirksame Entladung aber so gering, daß die Kondensatorspannung praktisch konstantbleibt. Es liegt dann beispielsweise im Moment des negativen Scheitelwertes der Hochfrequenz (*Bild 333c* und *d*) an der Parallelschaltung von R und dem Sperrwiderstand R_{sp} der Diode die negative U_C-Spannung und die im gleichen negativen Sinn wirkende Hochfrequenz. Da beide praktisch gleich groß sind, ergibt sich für diesen Augenblick

$$u_R = u_D = -U_C + (-\hat{u}_{HF}) = -2\,\hat{u}_{HF}$$

Die R-Spannung schwankt demnach mit der Frequenz des Trägers zwischen dem Wert Null und dem doppelten negativen Scheitelwert hin und her. Ist die Hochfrequenz moduliert, so gehen die positiven Spannungsspitzen stets nur bis an die Nullinie heran oder ein ganz klein wenig darüber hinaus, die negativen pendeln im Rhythmus der Niederfrequenz zwischen den doppelten Werten des größten und kleinsten Trägerscheitelwertes hin und her (*Bild 332d*).

Von den beiden Spannungen u_C und $u_R = u_D$ dieser Gleichrichterschaltung kann wegen der Erdungsverhältnisse nur die an R auftretende Spannung zur nachfolgenden NF-Verstärkerstufe weitergeleitet werden. Sie muß jedoch auf dem Wege zum Gitter der Verstärkerröhre von der Hochfrequenz befreit werden. Denn die HF ist nach *Bild 332 (d)* größer als die in der Schwingung steckende NF. $U_{HF} = U_{SF}/m$ könnte sonst die Röhre völlig übersteuern. Die Hochfrequenz wird durch ein ein-

faches $R_s C_s$-Siebglied unterdrückt; es ist im *Bild 332* (*b*) gestrichelt eingezeichnet. Wählt man den Spannungsteiler $R_s C_s$ so, daß der kapazitive Widerstand für die Hochfrequenz wesentlich kleiner, aber für die Niederfrequenz wesentlich größer als der ohmsche Widerstand R_s ist, so bildet sich an C_s und damit zwischen Gitter und Katode der Verstärkerröhre nur eine verschwindend kleine HF-Spannung aus. Der größte Teil der Hochfrequenz bleibt an R_s hängen. Für die NF stellen sich die umgekehrten Verhältnisse ein. Der größte Teil der NF-Spannung tritt über dem Kondensator auf. Er steuert die hinter C_K folgende NF-Röhre. *Bild 332* (*e*) deutet an, wie die Spannung hinter dem Siebglied und vor dem Kopplungskondensator C_K aussieht. Die Hochfrequenz ist fast vollständig unterdrückt. Sie kann auf keinen Fall mehr die NF-Röhre übersteuern. Der Koppelkondensator C_K hat die Aufgabe, die der Niederfrequenz unterlagerte Gleichspannungskomponente vom Gitter der Verstärkerröhre fernzuhalten. Diese Röhre erzeugt sich ihre Vorspannung in der erforderlichen Höhe selbst. Auf diese Weise nimmt die Ausgangsspannung u_g der Gleichrichterschaltung die im *Bild 332* (*f*) skizzierte Form an. Sie besteht aus einer NF-Spannung, der nur noch ein ganz geringer, nicht mehr störender Rest von HF überlagert ist.

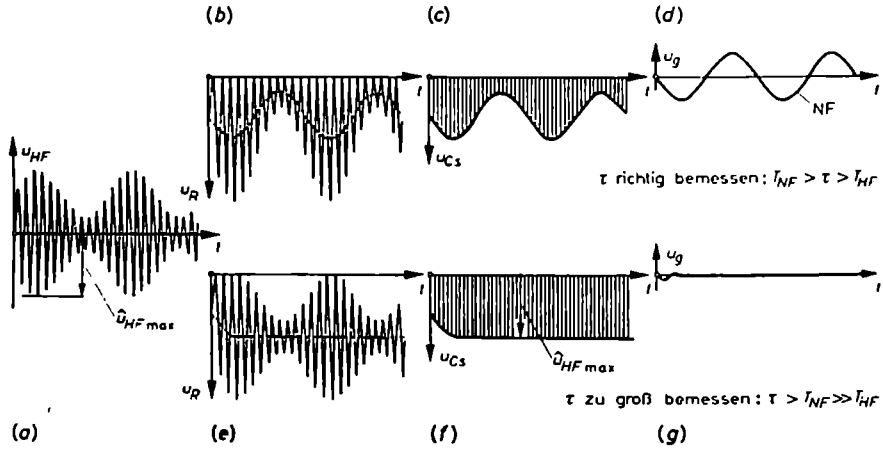


Bild 334. Einfluß der Zeitkonstante $\tau = CR$ auf die Wiedergabe der NF-Modulation. (a) Schwingkreisspannung; (b und e) Diodenspannung; (c und f) Spannung am Siebkondensator C_s; (d und g) Spannung hinter dem Koppelkondensator C_K. Obere Zeile bei richtig bemessener Zeitkonstante; untere Zeile bei extrem großer Zeitkonstante

Die vorstehenden Betrachtungen gelten für den Fall, daß die Zeitkonstante $\tau = CR$ richtig gewählt wurde. Sie soll so groß sein, daß sich der Kondensator immer voll auf den Scheitelwert der HF-Schwingung auflädt; sie darf aber nicht so groß sein, daß der Kondensator nicht mehr glatt den im Rhythmus und der Stärke der Modulation erfolgenden Schwankungen der Amplituden folgen kann. Wird τ extrem groß bemessen, lädt sich C auf den Scheitelwert der Maximalamplitude der HF auf

und behält diesen Wert für die folgende Zeit bei. Die Kondensatorspannung folgt dann nicht mehr der Abnahme der Hüllkurvenwerte. Die u_R- und Diodenspannung nehmen in diesem Fall den im *Bild 331 (e)* skizzierten Verlauf an. Nach Unterdrückung der HF durch das Siebglied $R_s C_s$ bleibt im Dauerzustand am Kondensator C_s eine reine Gleichspannung von der Größe des maximalen Scheitelwertes $\hat{u}_{III\,max}$ stehen (*Bild 331f*). Nach Unterdrückung dieser Gleichspannung durch den Kopplungskondensator C_K (*Bild 331g*) ist am Gitter der nachfolgenden Verstärkerröhre von der Hochfrequenz und ihrer Modulation nichts mehr zu sehen. Im Gegensatz dazu tritt bei richtiger Bemessung der Zeitkonstante am Gitter die volle, unverzerrte Niederfrequenz auf (*Bild 331d*).

8. Wechselstromeingangswiderstand einer Gleichrichterschaltung

Die Entstehung einer Richtleistung $P_- = U_{R-}^2/R$, also einer regelrechten Wirkleistung, aus der einer Gleichrichterschaltung zugeführten Wechselstromenergie deutet darauf hin, daß die Gleichrichteranordnung für die Wechselstromquelle irgendwie eine Belastung darstellt. Die Größe dieser Belastung interessiert vor allem bei der Gleichrichtung von Hochfrequenzenergie, weil sie der Gleichrichteranordnung über einen Parallelschwingkreis zugeleitet wird und der Schwingkreis durch die Belastung bedämpft und dadurch in seiner Güte und Bandbreite beeinflußt wird.

Zunächst hat man die Vorstellung, daß die Gleichrichterschaltung den Schwingkreis in der positiven und negativen Halbschwingung der HF verschieden belastet, ihn im ganzen also nicht in eindeutiger Weise bedämpft. Man meint, daß die Diode während der Zeit der positiven Halbschwingung, in der sie den Strom durchläßt und den Widerstand R_d hat, anders auf die Stromquelle und den Schwingkreis zurückwirkt als in der Zeit der negativen Halbschwingung, während der sie den Strom sperrt und den hohen Widerstand R_{sp} aufweist. Bei diesen Überlegungen kommt man dann weiter zu dem Schluß, daß, da die Diode praktisch während der ganzen Dauer der Periode gesperrt und nur während eines sehr kurzen Zeitmomentes geöffnet ist, die Stromentnahme aus dem Schwingkreis und seine Bedämpfung keineswegs mehr kontinuierlich sinusförmig, sondern stark impulsartig sind. Dies ist alles schon richtig; man muß sich andererseits bei diesem Sachverhalt aber auch klarmachen, daß der Schwingkreis wegen seines Ein- und Ausschwingvermögens auf die kurzzeitigen Stromstöße spannungsmäßig keineswegs ebenso impulsartig zu reagieren braucht. Vielmehr wird er wegen seines Ausschwingvermögens auf den Spannungsverlauf an ihm ausgleichend wirken.

Um die wirksame, mittlere Bedämpfung zahlenmäßig angeben zu können, ersetzt man die gesamte als Belastung wirkende Gleichrichterschaltung durch einen Widerstand R_w. Seine Größe läßt sich für den Fall großer Richtspannungen, also eines großen Richtwiderstandes R, verhältnismäßig leicht angeben. Man macht die Annahme, daß die Diode praktisch verlustlos arbeitet und dann alle Richtleistung nur an R auftritt. In diesem Fall muß die vom Schwingkreis an die Gleichrichteranord-

nung abgegebene Hochfrequenzleistung P_{HF} gleich der an R entstehenden Richtleistung P_{R-} sein.

$$P_{HF} = P_{R-}$$

Sofern man auch die Schwingkreiselemente als praktisch verlustlos ansehen und damit den Schwingkreiswiderstand R_K als außerordentlich groß gegenüber dem äußeren Belastungswiderstand R_w vernachlässigen kann, läßt sich für die Hochfrequenzleistung, da der Kreis bei Abstimmung auf jeden Fall reell und die gesamte Schwingkreisenergie eine Wirkenergie ist, der Ansatz machen

$$P_{HF} = \frac{U_{HF}^2}{\frac{R_w R_K}{R_w + R_K}} \approx \frac{U_{HF}^2}{R_w}$$

Unter Benutzung des Scheitelwertes wird daraus

$$P_{HF} \approx \frac{\hat{u}_{HF}^2}{2 R_w}$$

Hierbei ist vorausgesetzt, daß die Hochfrequenz unmoduliert ist.

Reihenschaltung von Richtwiderstand und Diode

Für den Fall der Reihenschaltung von R und Diode hat die an R auftretende Richtleistung nach Gl. (249) den Wert

$$P_{R-} = \frac{U_{R-}^2}{R} \approx \frac{\hat{u}_{HF}^2}{R}$$

Aus der Gleichsetzung dieser Leistung mit der Hochfrequenzleistung am Schwingkreis folgt zunächst

$$\frac{\hat{u}_{HF}^2}{2 R_w} = \frac{\hat{u}_{HF}^2}{R}$$

und hieraus für den Bedämpfungswiderstand R_w des Schwingkreises, den sogenannten Eingangswiderstand der Gleichrichterschaltung, die Beziehung

$$R_w = \frac{R}{2} \quad \begin{matrix}\text{(Reihenschaltung von Diode} \\ \text{und Richtwiderstand)}\end{matrix} \tag{255}$$

Parallelschaltung von Richtwiderstand und Diode

Auch im Fall der Parallelschaltung muß die am abgestimmten Schwingkreis als Wirkleistung meßbare Hochfrequenzenergie, sofern die Schwingkreiselemente und die Diode als verlustlos aufgefaßt werden können, letztlich als Wirkleistung am Belastungswiderstand R in Erscheinung treten. Beachtet man, daß in dieser Schaltung an R außer der Gleichspannung $U_{R-} = \hat{u}_{HF}$ die volle Hochfrequenz auftritt,

erhält man für die Wirkleistung am Widerstand auf Grund des einfachen Additionsgesetzes der Teilleistungen

$$P_R = P_- + P_{HF} = \frac{\hat{u}_{HF}^2}{R} + \frac{U_{HF}^2}{R} = \frac{\hat{u}_{HF}^2}{R} + \frac{\hat{u}_{HF}^2}{2R} = \frac{3\,\hat{u}_{HF}^2}{2R}$$

Aus der Gleichsetzung mit der Schwingkreisleistung $\hat{u}_{HF}^2/2R_w$ folgt dann die Beziehung

$$R_{tc} = \frac{R}{3} \qquad \begin{matrix}\text{(Parallelschaltung von Diode}\\ \text{und Widerstand)}\end{matrix} \tag{256}$$

Wie der Vergleich von Gl. (255) und (256) zeigt, belastet die Parallelschaltung den HF-Schwingkreis stärker als die Reihenschaltung. Dies ist bei der Auswahl einer Gleichrichterschaltung zu beachten. Gl. (255) und (256) gelten entsprechend ihren Voraussetzungen nur für den Fall, daß der Belastungswiderstand sehr groß ist und der Gleichrichter so weit ausgesteuert wird, daß man seine Kennlinie durch eine Knickkennlinie ersetzen darf. Bei kleinen Aussteuerungen und parabelförmiger Kennlinie geht R_w auf ungefähr 30···80 kΩ zurück. Auf die Dämpfungsverhältnisse bei modulierter Hochfrequenz soll im Rahmen dieser Einführung nicht näher eingegangen werden. In der Spezialliteratur [27] wird gezeigt, daß in diesem Fall Träger und Seitenbandfrequenzen verschieden stark bedämpft werden.

In den vorstehenden Abschnitten wurde die allgemeine Wirkungsweise einer Gleichrichterschaltung untersucht. Um einigermaßen übersichtliche Verhältnisse zu schaffen, wurde den Untersuchungen eine ideale Knickkennlinie mit dem Knick im Nullpunkt zugrunde gelegt. Dies ist immer dann statthaft, wenn die gleichzurichtende Wechselspannung größer als etwa 4 V ist. Diese Bedingung kann bei Netzgleichrichter- und HF-Gleichrichterschaltungen fast immer als erfüllt angesehen werden. Die im vorstehenden entwickelten Formeln und Gleichungen gelten daher streng nur für ideale und angenähert ideale Knickkennlinien.

Bei kleinen Aussteuerungen muß die Gleichrichterkennlinie durch eine Parabel- oder e-Funktion angenähert werden. Von der mathematischen Untersuchung solcher Kurven hinsichtlich der Größe der verschiedenen Richteffekte und des Eingangswiderstandes soll hier abgesehen werden. Das gleiche gilt für die genaue Ermittlung der Verzerrungen, die sich bei der Demodulation modulierter Hochfrequenz ergeben und die in starkem Maße von der Höhe der Spannungen und der zugrunde gelegten Kennlinienannäherung abhängen.

II. Gleichrichterschaltungen der HF-Technik

In der Hochfrequenztechnik werden im wesentlichen drei Gleichrichterschaltungen angewendet, und zwar

1) die Diodengleichrichtung
2) die Audion- oder Gittergleichrichtung und
3) die Anodengleichrichtung

Bei der Diodengleichrichtung wird eine Röhren- oder Kristalldiode benutzt. Die Audion- oder Gittergleichrichtung verwendet eine Triode. Die Strecke Gitter-Kathode mit ihrem Gitterstrom dient dabei zur Gleichrichtung und die Strecke Kathode-Gitter-Anode zur Verstärkung der gleichgerichteten Spannung. Die Anodengleichrichtung besteht darin, daß man eine Röhre so weit negativ vorspannt, daß ihr Arbeitspunkt in den unteren Knick der I_a/U_g-Kennlinie rutscht. Beim Anlegen einer Wechselspannung ans Gitter werden dann praktisch nur die positiven Halbschwingungen ausgewertet; dies bedeutet eine Gleichrichtung. Während die Diodengleichrichtung vorwiegend in hochwertigen Rundfunkgeräten angewendet wird, ist die Audiongleichrichtung heute praktisch nicht mehr anzutreffen, höchstens noch in ganz einfachen Geradeausempfängern. Sie spielt aber bei der automatischen Erzeugung der Gittervorspannung von Röhrengeneratoren und der Stabilisierung ihrer Amplituden eine Rolle. Die Anodengleichrichtung wurde wegen ihrer Hochohmigkeit früher gern in der Meßtechnik, vor allem in den Röhrenvoltmetern, benutzt. Die wichtigsten Eigenschaften der drei Gleichrichterschaltungen werden im folgenden dargelegt.

1. Diodengleichrichtung

Die Diodengleichrichtung verdankt ihre große Bedeutung hauptsächlich zwei Eigenschaften. Einmal liefert sie bei genügend großen Eingangsspannungen eine nahezu verzerrungsfreie, lineare Gleichrichtung. Dies hängt damit zusammen, daß durch die Scheitelwertsaufladung des Kondensators und die dadurch bedingte starke Arbeitspunktverschiebung ins Negative die Gleichrichter nur eben etwas über Null in den positiven und damit gekrümmten Kennlinienteil hinein ausgesteuert werden. *Tabelle 10* gibt eine Vorstellung von der Größenordnung der Klirrfaktoren, die in den drei Gleichrichterschaltungen je nach der Größe des Modulationsgrades auftreten.

Modulationsgrad m in %	Klirrfaktor in % bei der		
	Diodengleichrichtung	Anodengleichrichtung	Audiongleichrichtung
25	0	0	6
50	0	6	13
100	5	15	25

Tabelle 10. Klirrfaktoren der HF-Gleichrichterschaltungen

Der zweite Grund für die Beliebtheit der Diodenschaltung liegt darin, daß sich mit ihr aus der Hochfrequenz neben der niederfrequenten Signalspannung eine für die automatische Verstärkungsregelung verwendbare Regelspannung herleiten läßt. Die automatische Verstärkungsregelung hat die Aufgabe, Schwund- oder Fading-

Erscheinungen auszugleichen. Unter Schwund oder Fading werden die starken zeitlichen Schwankungen verstanden, die die elektromagnetischen Wellen auf ihrem Wege durch die Atmosphäre erfahren. Auf Grund der Inkonstanz der Heaviside-Schicht, an der entlang sich die drahtlosen Raumwellen ausbreiten, und als Folge der Interferenz zwischen Strahlen, die verschieden lange Wege vom Sender zum Empfänger zurückgelegt haben, schwankt die Feldstärke der empfangenen Welle ständig in einem langsamen, unregelmäßigen Rhythmus von etwa 0,5···2 Hz. Dadurch erscheint die Hochfrequenz nicht nur mit den Frequenzen des eigentlichen Nachrichtenbandes von 30···16000 Hz, sondern auch mit denen des Schwundes zwischen 0 und etwa 2 Hz moduliert.

Die automatische Fading-Regulierung besteht darin, daß man aus der empfangenen Hochfrequenz außer der gewünschten niederfrequenten Signalspannung eine Gleichspannung herleitet, deren Wert sich in dem ein- bis zweisekundlichen Rhythmus des Schwundes langsam ändert. Diese Gleichspannung wird als negative Vorspannung an das Gitter einer oder mehrerer „Regelröhren" gelegt. Die schwankende Vorspannung bewirkt über die unterschiedlichen Steilheiten in den verschiedenen Arbeitspunkten eine entsprechende Änderung im Verstärkungsgrad der Röhren. Da bei starkem Schwund nur eine geringe Hochfrequenzenergie empfangen und demgemäß nur eine kleine Regelspannung erzeugt wird, erhalten die Röhren in diesem Fall nur eine geringe negative Vorspannung. Ihr Arbeitspunkt bleibt infolgedessen im steilen Kennlinienteil liegen, also dort, wo die Verstärkung groß ist. Umgekehrt ruft eine große Empfangsfeldstärke eine große Regelspannung und starke Verschiebung der Gittervorspannung und des Arbeitspunktes ins Negative hervor. Die Folge ist ein Sinken der Steilheit und damit der Verstärkung. In empfangsschwachen Augenblicken arbeitet somit der Empfänger mit großer Empfindlichkeit, bei guten Empfangsverhältnissen wird er in seiner Empfindlichkeit heruntergeregelt, bei geschickter Dimensionierung erreicht man, daß sich die Lautstärke des Gerätes trotz stärkerer Schwankungen in der Empfangsfeldstärke nicht merklich ändert.

Die Erzeugung der Regelspannung und Wiedergewinnung des Nachrichtensignals läßt sich am übersichtlichsten an Hand einer Schaltung mit Doppeldioden beschreiben; eine solche ist im *Bild 335* wiedergegeben. Hinter der Mischstufe M und der ZF-Verstärkerstufe liegt an dem auf die Zwischenfrequenz abgestimmten Schwingkreis aus L und C die Gleichrichterschaltung. Mit Hilfe der Anode $A1$ der Duodiode und der R_1C_1-Kombination wird das niederfrequente Signal auf ganz normale, obenbeschriebene Weise wiedergewonnen; es handelt sich um eine Parallelschaltung von Diode und Widerstand. Zur Unterdrückung der in dieser Schaltung an R_1 zusätzlich zur Gleich- und NF-Spannung auftretenden Hochfrequenz (vergleiche hierzu den im *Bild 335* gezeichneten Spannungsverlauf an der Stelle b der Schaltung) ist der R_3C_3-Spannungsteiler eingebaut. Der Kondensator C_3, etwa 100 pF groß, ist in seiner Größe so gewählt, daß er für die Niederfrequenz hochohmig, dagegen für die Hochfrequenz niederohmig gegenüber R_3, etwa 50 kΩ groß, ist. Dadurch bleibt die Hochfrequenz in der Hauptsache an R_3 und nur zu einem sehr kleinen Teil an C_3 hängen. Umgekehrt liegt niederfrequenzmäßig fast die ge-

samte Spannung an C_3 und damit auch am Potentiometer P. Der Koppelkondensator C_K verhindert, daß die Gleichspannungskomponente im demodulierten Zeichen auf das Gitter der NF-Verstärkerröhre gelangt. Sofern C_K so groß ist, daß sein Widerstand für die tiefste Tonfrequenz noch klein im Vergleich zum Potentiometerwiderstand ist, hat er auf die Übertragung der Nachrichten keinen Einfluß. Mit dem Potentiometer kann die NF-Spannung lautstärkemäßig eingeregelt werden.

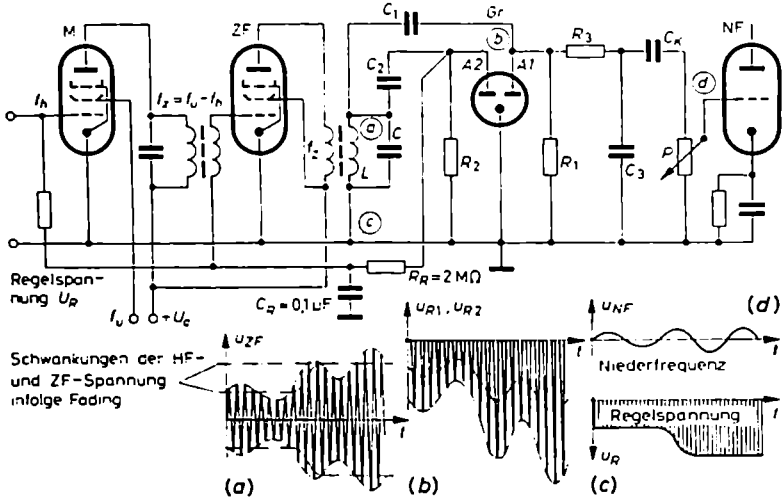


Bild 335. Erzeugung einer unverzögerten Regelspannung und Wiedergewinnung des Nachrichtensignals an getrennten Diodenstrecken

Die Regelspannung wird an der Anode $A\,2$ der Duodiode auf grundsätzlich gleiche Art mit Hilfe des R_2C_2-Gleichrichterblocks abgenommen. An R_2 tritt das gleiche Spannungsbild wie an R_1 auf; es überlagern sich eine Gleich-, eine Niederfrequenz- und eine Hochfrequenzspannung. Hiervon ist als Regelspannung nur die Gleichspannung brauchbar; die NF und HF müssen unterdrückt werden. Dies geschieht mit Hilfe des R_RC_R-Siebgliedes. Es wirkt ähnlich der R_3C_3-Kombination. Der Unterschied zwischen beiden liegt darin, daß C_3 nur die Hochfrequenz, aber nicht die Niederfrequenz kurzschließen darf, während C_R außer der HF auch die NF, jedenfalls die oberhalb 20···30 Hz, kurzschließen soll. C_R ist meistens 0,02···0,1 µF groß. Der Längswiderstand R_R hat einen Wert von 0,3···2 MΩ. Der C_RR_R-Spannungsteiler ist damit so dimensioniert, daß alle Sprach- und Hochfrequenzen an R_R hängenbleiben. Gleichspannungsmäßig ist C_R automatisch so hochohmig ($> 100\,M\Omega$) gegenüber R_R, daß die Gleichspannungskomponente der an R_2 herrschenden Spannung praktisch zu 100% über dem Kondensator C_R auftritt. Ist zum Beispiel $C_R = 0{,}1\,\mu F$ und $R_R = 1\,M\Omega$ und damit die Zeitkonstante $\tau_R = 0{,}1$ s, so werden an C_R, etwas roh ausgedrückt, alle Schwingungen eingeglättet, deren Periode kleiner als 0,1 s oder deren Frequenz größer als 10 Hz ist; die ein- bis zwei-

sekundlichen und noch langsameren Fading-Schwankungen dagegen werden nicht eingeglättet, sondern unverändert von der Regelspannung übernommen und an die Steuergitter der Regelröhren in der Misch- und Zwischenfrequenzverstärkerstufe weitergegeben; denn wie aus dem Schaltbild ersichtlich ist, ist die an C_R, also zwischen Punkt c und Masse herrschende Spannung zugleich auch die Spannung, die die Steuergitter gegenüber den auf Massepotential liegenden Katoden führen. Das Vorzeichen der Gleichspannung U_R ist automatisch das richtige, nämlich negativ, da die Anode *A 2* der Duodiode gegenüber ihrer Katode durch den Gleichrichtvorgang stets negativ vorgespannt wird. Ein Spannungsfall über dem hohen Längswiderstand R_R findet nicht statt, da bei negativen Gitterspannungen kein Gitterstrom fließt.

Die Schwundregulierung stellt eine Empfindlichkeitsminderung des Empfängers dar. In der vorliegenden Form setzt sie ein, sobald die geringste Hochfrequenzenergie an der Antenne einfällt; denn nach ihrer Verstärkung, Umsetzung in das Zwischenfrequenzgebiet und Gleichrichtung liefert sie sofort eine kleine Regel-

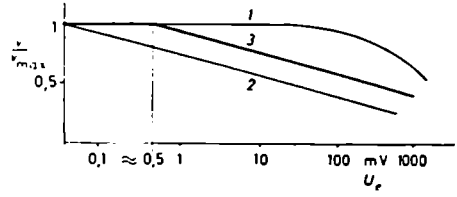


Bild 336. Verlauf des Verstärkergrades eines Empfängers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. *1* Ohne Regelung; *2* mit unverzögerter Regelung; *3* mit verzögerter Regelung

spannung. Vielfach wird nun gewünscht, daß bei kleinen Eingangsspannungen – da sie nicht oder nur schwach ausreichen, um den Empfänger voll auszusteuern – der Empfänger noch nicht geregelt wird, sondern seine hohe Empfindlichkeit beibehält. *Bild 336* zeigt verschiedene Regelkurven eines Empfängers. Dargestellt ist der Verstärkungsfaktor v oder genauer sein Verhältnis zur maximalen Verstärkung v_{max} in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_e. Ohne jede Regelung gilt Kurve *1*. Die Verstärkung ist in weiten Bereichen konstant. Sie geht erst bei hohen Eingangsspannungen zurück, wenn das Gerät übersteuert ist und dementsprechend die Ausgangsspannung nicht mehr proportional zu U_e steigt. Für die normale Regelschaltung gilt Kurve *2*. Hier beginnt die Verstärkung schon von den kleinsten Eingangsspannungen an kontinuierlich abzunehmen. Die starkausgezogene Kurve *3* gibt die gewünschte Regelkurve wieder. Danach soll die Regelung erst bei einer Eingangsspannung von etwa 0,5 mV einsetzen. Diese Begrenzung der Fading-Regelung bei kleinen Eingangsspannungen wird als „verzögerte" Regelung bezeichnet; das Wort „verzögert" hat nichts mit einer zeitlichen Verzögerung zu tun.

Die Verzögerung des Regeleinsatzes wird dadurch erreicht, daß man der Diodenanode, an der die Regelspannung abgenommen wird, künstlich eine kleine negative

Vorspannung, eine sogenannte Verzögerungsspannung, erteilt. Eine Gleichrichtung und Regelspannungserzeugung kann an dieser Diode nur dann stattfinden, wenn die verstärkte Hochfrequenz größer als die Vorspannung ist. Die Verzögerungsspannung wird keiner besonderen Batterie entnommen. In den meisten Fällen wird sie am Katodenwiderstand einer Verstärkerröhre abgegriffen. Eine solche Möglichkeit ist im *Bild 337* wiedergegeben und mit Potentialzahlen klargemacht. Wird die Katode der Diode mit der Katode der NF-Verstärkerröhre oder einem Anzapfpunkt ihres Katodenwiderstandes verbunden, dagegen die Regelspannungsanode *A 2* über den

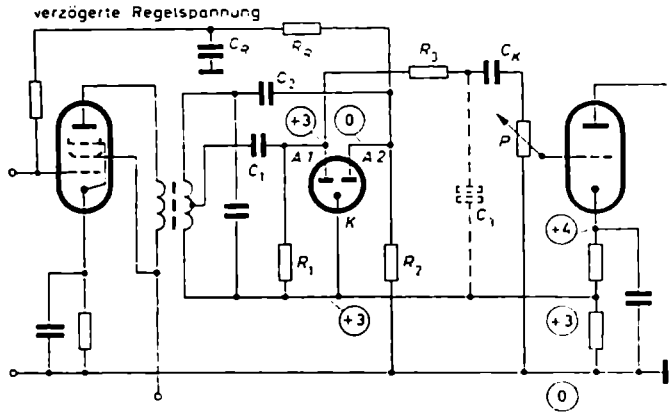


Bild 337. Schaltung zur Demodulation einer Signalspannung und Erzeugung einer verzögerten Regelspannung. Die Zahlen in den Kreisen geben die Potentiale der betreffenden Punkte in Volt an

Widerstand R_2 an Masse gelegt, so ist, solange keine Hochfrequenzenergie einfällt, die Anode *A 2* mit ihrem Null-Volt-Potential negativ gegenüber der auf einem Potential von beispielsweise + 3 V liegenden Katode vorgespannt. Ist die aufgenommene und verstärkte HF- oder ZF-Spannung kleiner als diese Vorspannung, bleibt die Diodenstrecke *A 2 K* gesperrt; es findet keine Gleichrichtung statt. Dadurch erhalten die Regelröhren von hier aus keine negative Vorspannung; sie arbeiten auf dem steilsten Teil ihrer Kennlinie. Sobald jedoch die im ZF-Verstärker verstärkte Hochfrequenz größer als 3 V wird, setzt eine Gleichrichtung ein. Sofort entsteht eine kleine Regelspannung und damit eine kleine Empfindlichkeitsminderung. Durch geschickte Dimensionierung der Verstärkung in den HF- und ZF-Stufen kann erreicht werden, daß die Verzögerungsspannung von 3 V einer Antenneneingangsspannung von etwa 0,5 mV entspricht.

Die Gleichrichterstrecke *A 1 K*, die der Wiederhörbarmachung des Nachrichtensignals dient, darf natürlich nicht verzögert arbeiten. Hier wird der Widerstand R_1 von der Anode *A 1* direkt zur Katode geführt. Dadurch haben *A 1* und *K* bei fehlender Hochfrequenz das gleiche Potential von + 3 V. Sobald die geringste HF-Energie einfällt, können sofort eine Gleichrichtung und Demodulation stattfinden.

Im *Bild 337* wird die an der Anode *A 1* gleichzurichtende Hochfrequenz an einer Anzapfung der Schwingkreis-spule abgenommen. Der Grund hierfür liegt darin, daß die zweifache Gleichrichterschaltung einen resultierenden Eingangswiderstand R_w hat, der wegen der Parallelschaltung von R_{w1} und R_{w2} ziemlich niederohmig ist; der Schwingkreis wird dadurch stark bedämpft. Vor allem der Widerstand R_{w1} drückt den Gesamtwiderstand stark herunter, weil er wegen des parallel zu R_1 liegenden, verhältnismäßig niederohmigen R_3C_3-Gliedes praktisch aus der Parallelschaltung von $R_1/3$ und R_1 besteht. Wenn die Diode *1* an eine Anzapfung der Spule gelegt wird, bildet die Spule einen Spartransformator, der den niedrigen Belastungswiderstand R_{w1} zum Schwingkreis hin mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses hinauftransformiert. Als Bedämpfungswiderstand für den Schwingkreis tritt dann nicht R_{w1}, sondern $\ddot{u}^2R_{w1}$ in Erscheinung. Allerdings geht dabei die HF-Spannung zum Gleichrichter hin um den Faktor $\ddot{u}$ herunter. Durch geschickte Wahl der Anzapfstelle läßt es sich erreichen, daß die Schwingkreisspannung wegen der geringeren Bedämpfung so weit steigt, daß dadurch der nachfolgende Spannungsrückgang durch die $\ddot{u}$-fache Untersetzung wiederausgeglichen wird. Am Gleichrichter steht dann die gleiche HF-Spannung zur Verfügung wie bei Anschluß an der vollen Wicklung, jetzt aber mit dem Vorzug einer höheren Güte des Schwingkreises. Es zeigt sich, daß in den meisten Füllen die günstigste Anzapfung beim 0,7fachen der vollen Windungszahl liegt.

Beispiel 43

Zur Übung im Lesen und Verfolgen einer Schaltung soll die einfache Gleichrichterschaltung vom *Bild 338* untersucht werden. Es handelt sich um eine Schaltung mit der EABC 80. Sie ist eine Röhre mit 6,3 V Heizspannung (*E*), einer Diode (*A*) zur Demodu-

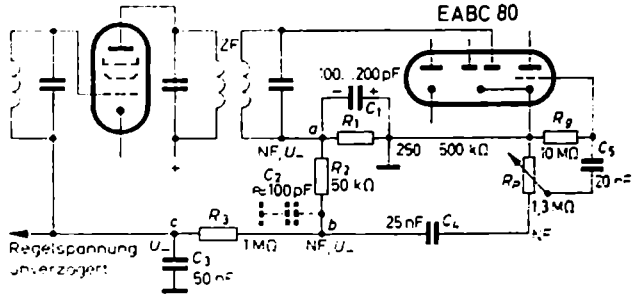


Bild 338. Schaltung zum *Beispiel 43*

lation der AM, einer Duodiode (*B*) zur Demodulation der FM und einer Triode (*C*) zur NF-Verstärkung. Der Duodiodenanschluß für die FM ist hier nicht mitgezeichnet, da die FM-Demodulation nicht besprochen werden soll.

Da für die Demodulation der AM nur eine Diode zur Verfügung steht, müssen mit ihr Regelspannung und Niederfrequenz gemeinsam erzeugt werden. Die erste kann in diesem Fall nicht verzögert wirksam gemacht werden. Der *RC*-Gleichrichterblock be-

steht aus $R_1 = 250 \cdots 500\ \text{k}\Omega$ und $C_1 = 100 \cdots 200\ \text{pF}$. Seine Zeitkonstante beträgt etwa $\tau_1 = 0{,}5\ \text{M}\Omega \cdot 100\ \text{pF} = 50\ \mu\text{s}$. Diese Zeit ist gegenüber der Periodendauer der Zwischenfrequenz der Schaltung groß. Bei einer ZF von 468 kHz hat sie einen Wert von $T = 2{,}13\ \mu\text{s}$. τ_1 ist andererseits aber noch einigermaßen klein im Vergleich zur Periode der höchsten NF. Nimmt man diese zu etwa 6 kHz an – mit mehr Bandbreite kann man bei AM kaum rechnen –, so hat die Schwingungsdauer der höchsten Niederfrequenz einen Wert von 167 µs.

Die sich an R_1 ausbildende Spannung besteht aus einer negativen Gleichspannung U_-, die als Regelspannung dient, und einer NF-Spannung. Um die letzten HF-Reste zu unterdrücken, wird die an a gegen Masse abgenommene Spannung über den Widerstand $R_2 = 50\ \text{k}\Omega$ geleitet. R_2 bildet mit der Schaltkapazität $C_2 \approx 100\ \text{pF}$ einen Spannungsteiler. Für alle Frequenzen oberhalb $1/R_2C_2 = 1/(50\ \text{k}\Omega \cdot 100\ \text{pF}) = 1/5\ \mu\text{s} \triangleq 200\ \text{kHz}$ ist der kapazitive Widerstand kleiner als der ohmsche, so daß an Punkt b gegen Masse praktisch keine HF- oder ZF-Spannung auftreten kann. Das R_3C_3-Glied mit seiner Zeitkonstante von $1\ \text{M}\Omega \cdot 0{,}05\ \mu\text{F} = 50\ \text{ms}$ glättet zum Punkt c hin alle Frequenzen oberhalb $1/50\ \text{ms} = 20\ \text{Hz}$ ein, also außer einer etwaigen HF auch die im Punkt b vorhandenen Sprachfrequenzen. An c tritt praktisch nur die Gleichspannung U_- als Regelspannung auf.

Der Triodenteil der EABC 80 hat eine etwa 40fache Verstärkung. Nimmt man an, daß die nachfolgende Endröhre zur Vollaussteuerung eine Gitterwechselspannung von 4 V benötigt, muß die Gitterwechselspannung der EABC 80 etwa 4 V/40 = 0,1 V sein. Arbeitet die Endröhre mit Gegenkopplung, wird sich dieser Wert auf vielleicht 0,3 V erhöhen. Dies wird etwa der Höchstwert der Spannung sein, die am Gitter der EABC 80 erforderlich ist. Er ist so klein, daß man dieser Röhre keine große Gittervorspannung zu erteilen braucht. Es genügt, in die Verbindungsleitung zwischen Gitter und Katode einen Gitterwiderstand von $R_g = 10\ \text{M}\Omega$ einzuschalten. An ihm wird sich auf Grund des Anlaufeffektes selbsttätig eine Vorspannung von etwa $-0{,}5 \cdots -1$ V ausbilden. Sie ist so groß, daß das Gitter ohne weiteres die 0,3-V-Wechselspannung aufnehmen kann, ohne Verzerrungen zu verursachen.

Der Kondensator $C_4 = 25\ \text{nF}$ dient zum Abblocken der Gleichspannung U_-. Sein Widerstand ist für alle Frequenzen oberhalb $1/\tau' = 1/R_pC_4 = 1/(1{,}3\ \text{M}\Omega \cdot 0{,}025\ \text{pF}) = 1/32{,}5\ \text{ms} \triangleq 30\ \text{Hz}$ kleiner als der Potentiometerwiderstand, so daß alle diese Frequenzen ungehindert von C_4 durchgelassen werden. Der Kondensator $C_5 = 20\ \text{nF}$ soll verhindern, daß der Anlaufstrom über das Potentiometer abfließt. Außer Kratzgeräuschen bei Betätigung wurde der variable Widerstand des Reglers eine schwankende Belastung für den Gitterstrom darstellen.

Beispiel 44

Bild 339 zeigt eine Schaltung, die mit verzögerter Regelspannung arbeitet. Sobald zwei Dioden zur Verfügung stehen, kann man die eine zur Wiedergewinnung des Nachrichtensignals und die andere zur Erzeugung einer verzögerten Regelspannung einsetzen. Wie die angenommenen Potentialzahlen an den Dioden und dem unterteilten Katodenwiderstand erkennen lassen, ist die Anode der linken Regeldiode im nichtausgesteuerten Zustand ($U_{HF} = 0$) um 1,4 V negativer als die Katode. Die Hoch- oder Zwischenfrequenz muß also scheitelwertsmäßig größer als 1,4 V sein, bevor an dieser Diodenstrecke eine Gleichrichtung stattfindet. R_1 und C_1 bilden den Gleichrichterblock, C_R und R_R das Sieb- oder Einglättungsmittel für die HF und NF im Regelspannungsweg. Die Anode

der rechten Diode hat, solange keine HF vorhanden ist, das gleiche Potential von + 2,1 V wie die Katode. Dementsprechend wird sie, sobald die geringste HF über C_2 und R_2 ankommt, sie gleichrichten und demodulieren. Zur Unterdrückung der HF längs des NF-Weges dient die R_3C_3-Siebkombination. C_4 hält die bei der Gleichrichtung entstehende

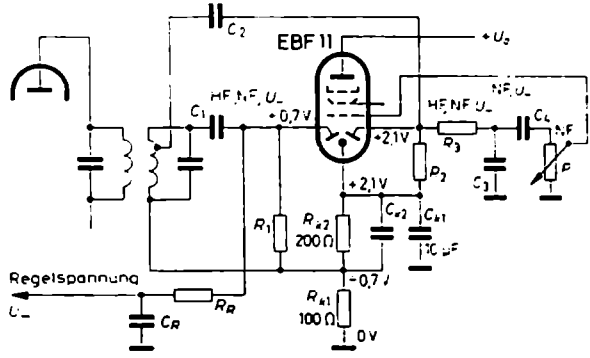


Bild 339. Schaltung zum *Beispiel 44*

Gleichspannungskomponente vom Steuergitter des Pentodenteils der EBF 11 fern. Die Katoden- oder Gittervorspannung des Pentodenteils soll laut Rohrentabelle etwa − 2 V betragen. Hier ist sie − 2,8 V. Die Katodenwiderstände sind niederfrequenzmäßig durch den Kondensator C_{k1} = 10 µF überbrückt. C_{k2} dient dazu, den Widerstand R_{k2} hochfrequenzmäßig zu überbrücken. Die Gleichrichterschaltung für die NF ist an eine Anzapfung und die für die Regelspannung an die volle Wicklung der Schwingkreisspule gelegt. Dies hängt mit der starken Bedämpfung durch den niederfrequenten Eingangswiderstand der NF-Gleichrichterschaltung zusammen.

Aufgabe 57

Es ist die Bedeutung der einzelnen Schaltelemente der Gleichrichterschaltung vom *Bild 340* anzugeben. Arbeitet die Schaltung mit verzögerter Regelspannung? Wie groß ist sie gegebenenfalls? Ist der Verstärkerteil der EBL 1 fading-geregelt? Wie groß ist die

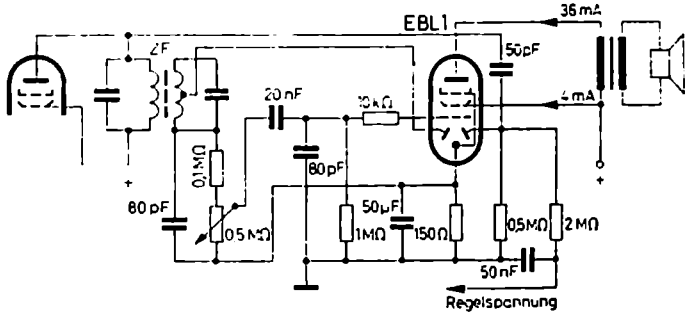


Bild 340. Schaltung zur *Aufgabe 57*

Zeitkonstante im Signaldioden- und Regeldiodenkreis? Welche höchste NF wird bei 40%iger Modulation noch wiedergegeben? Welche HF-Spannung muß auf der Sekundärseite des Bandfilters herrschen, wenn die Schwingkreisspule beim 0,7fachen der Vollwicklung angezapft ist und die EBL 1 zur vollen Aussteuerung 4,2 V Gitterwechselspannung benötigt? Als Richtkennlinienfeld verwende man einfach das der EABC 80 (*Bild 327*). Die letzte Frage kann nur durch Probieren beantwortet werden. Man schätze die mittlere Hochfrequenz am Eingang in die Gleichrichterschaltung zu $U_{HF} = 11$ V, ermittle dafür U_{NF} aus dem Diagramm und berechne durch einen Proportionsansatz das wirkliche U_{HF}.

(Antwort: Ja! $U_{verz} = 6$ V, Nein! $\tau_{NF} = 48\,\mu$s, $\tau_R = 25\,\mu$s und 100 μs, $f_{no} = 18\,100$ Hz. Zu $U_{HF} = 11$ V gehört bei $m = 40\%$ ein $m\,U_{HF} = 4{,}4$ V. Bei der Gleichrichtung entsteht an der NF-Widerstandsgeraden von 375 kΩ ≙ 0,6 ‖ 1 MΩ im Schnittpunkt der 11-V-Kennlinie mit der Gleichstromwiderstandsgeraden von 600 kΩ eine NF-Spannung von $U_{NF} = 4{,}75/\sqrt{2} = 3{,}36$ V, das heißt, für $U_{NF} = 4{,}2$ V sind annähernd $U_{HF} = 13{,}8$ V erforderlich; im Idealfall wäre $U_{HF} = U_{NF}/m = 10{,}5$ V.)

Aufgabe 58

Welche Bedeutung haben die einzelnen Schaltelemente in der Schaltung nach *Bild 341*? Ist die UBF 11 fading-geregelt? Wie groß ist die Verzögerungsspannung? Wie groß muß der Kondensator C etwa sein? Was geschieht, wenn man den Widerstand $R = 0{,}2$ MΩ nicht an die Katode, sondern – wie gestrichelt gezeichnet ist – an Masse legt?

(Antwort: UBF 11 ist fading-geregelt. $U_{verz} \approx 2$ V. $C \approx 2500$ pF. Wenn $R = 0{,}2$ MΩ an Masse liegt, arbeitet auch die Signaldiode verzögert.)

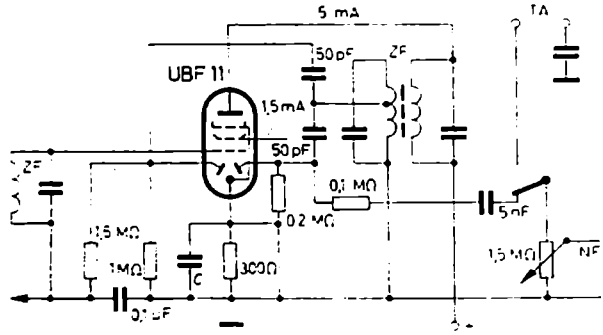


Bild 341. Schaltung zur *Aufgabe 58*

Aufgabe 59

Entwirf eine Gleichrichterschaltung mit der Röhre EBF 89. Sie soll mit der einen Diode eine um 1 V verzögerte Regelspannung und mit der anderen die NF liefern. Der Pentodenteil der Röhre soll für den Aufbau der letzten ZF-Verstärkerstufe benutzt und fading-geregelt werden.

Aufgabe 60

Entwirf unter Berücksichtigung der Röhrentabellenwerte eine Gleichrichterschaltung mit der Röhre EAF 42. Die Diode soll außer der NF eine unverzögerte Regelspannung liefern. Der Pentodenteil soll zur NF-Verstärkung eingesetzt werden.

Aufgabe 61

Gib die Bedeutung und den Zweck der in der Gleichrichterschaltung vom *Bild 342* benutzten Schaltelemente an. Welchen Röhrentyp könnte man in der letzten Stufe für die Demodulation und NF-Verstärkung benutzen?

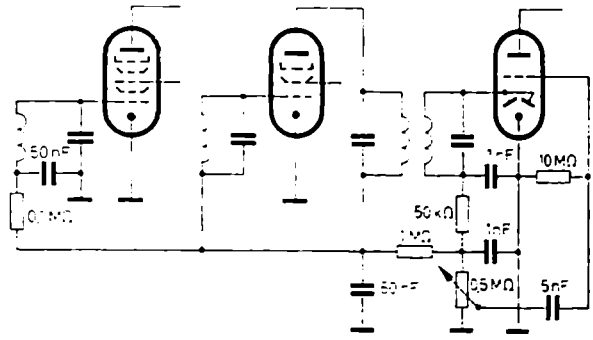


Bild 342. Schaltung zur *Aufgabe 61*

2. Audion- oder Gittergleichrichtung

Die Audionschaltung, die in ihren beiden Ausführungsformen im *Bild 343* (*a* und *b*) dargestellt ist, arbeitet, was den Gleichrichterteil anbelangt, wie die Diodengleichrichtung. Die Diodenanode wird hier durch das Gitter einer Triode ersetzt. Die Strecke Gitter–Katode des Audions entspricht der Diodenstrecke, das System

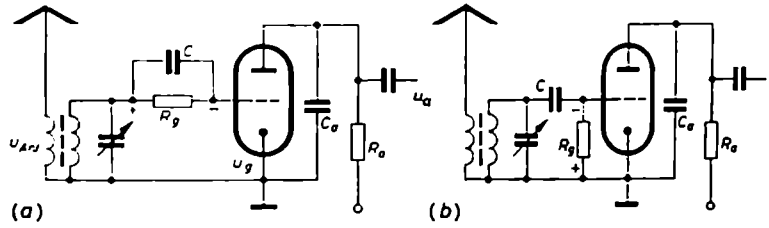


Bild 343. Audionschaltung. (a) R_g in Reihe zur Gleichrichterstrecke Gitter-Katode; (b) R_g parallel zur Gleichrichterstrecke Gitter-Katode

Katode–Gitter–Anode stellt eine nachgeschaltete Verstärkerstufe dar. Die Spannung, die sich bei der Gleichrichtung an der Gitter–Katoden-Strecke ausbildet, wirkt als Steuerspannung für den Anodenstrom der Verstärkerröhre. Die Gleichrichterwirkung beruht darauf, daß das Audion – da in der Katodenleitung kein Katodenwiderstand R_k liegt – bei fehlender Eingangsspannung praktisch ohne Gittervorspannung ist. Infolgedessen wird das Gitter, sobald HF-Energie an der Antenne einfällt, periodisch ins positive Gitterspannungsgebiet ausgesteuert. Dort

ist aber die Gitter-Katoden-Strecke stromdurchlässig. Der einsetzende, von der HF-Amplitude abhängige Gitterstrom bewirkt eine Art Gleichrichtung der Hochfrequenz. Je nach der Größe der HF-Spannung erfolgt die Gleichrichtung an der exponentiellen Anlaufkennlinie oder an der Parabel des Raumladegebietes der Triode. Der nichtlineare Verlauf dieser beiden Kennlinienabschnitte bedingt, daß die Audiongleichrichtung größere Verzerrungen als die Diodengleichrichtung mit ihrer angenähert geraden Knickkennlinie zeigt (vergleiche hierzu noch einmal die Angaben in *Tabelle 10*).

Die Arbeitsweise des Audions in der Schaltung nach *Bild 343* (*a*) wird verständlich, wenn man sich vergegenwärtigt, daß hier nicht, wie in der Diodenschaltung nach *Bild 322*, *338* oder *340*, die am *RC*-Gleichrichterblock entstehende Richtspannung abgegriffen und weiterverarbeitet wird, sondern die sich nach *Bild 318* an der Diodenstrecke ausbildende Spannung u_D im Triodenteil der Audionröhre eine Verstärkung erfährt. u_D besteht, wie schon mehrfach ausgeführt wurde, aus drei Komponenten: einer Gleichspannung $U_{\ldots}$, die hier als Gittervorspannung wirkt, der niederfrequenten Nachrichtenspannung und der vollen HF-Spannung. Die Schaltung nach *Bild 343* (*b*) gleicht dem Fall der Parallelschaltung von Diodenstrecke und Richtwiderstand R.

In den Momenten, in denen die Gitterwechselspannung ins Positive geht, fließt ein Gitterstrom, dessen Stärke, wie *Bild 344* veranschaulicht, von der mittleren Steil-

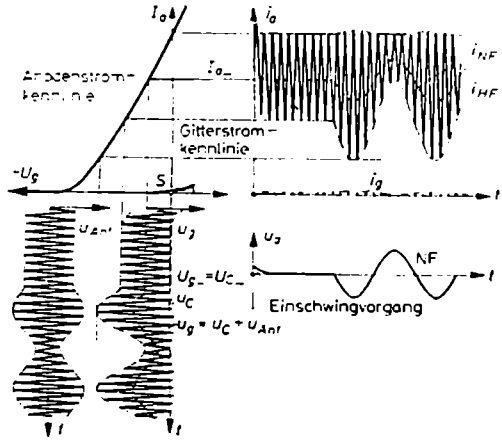


Bild 344. Wirkungsweise der Audionschaltung

heit S der Gitterstromkennlinie abhängt. Der Gitterstrom fließt zunächst in den Kondensator C und lädt ihn mit der Zeitkonstante $\tau_a = C R_i = C/S$ so auf, daß der gitterseitige Anschlußpunkt negativ wird. Durch diese Spannung wird die resultierende Steuerspannung $u_g = u_C + u_{Ant}$ ins Negative verschoben. Ist die Aufladezeitkonstante τ_a genügend klein, so ist der Kondensator in wenigen Hochfrequenz-

perioden aufgeladen, und zwar annähernd auf jeweils den Scheitelwert der HF-Spannung. In den Sperrphasen der Diode versucht der Kondensator, seine Ladungen über den Widerstand R_g auszugleichen. Sind R_g und C und damit die Entladezeitkonstante $\tau_e = C R_g$ einerseits so ausgelegt, daß sich die Kondensatorspannung innerhalb einer HF-Periode nicht wesentlich verändert, andererseits aber doch den bedeutend langsameren niederfrequenten Schwankungen in der Hüllkurve der HF folgt, so entspricht die Vorspannung $u_g = u_e$ genau dem Hüllkurvenbild der Hochfrequenz. Aus der doppelseitig modulierten Antennenspannung u_{Ant} wird auf diese Weise eine einseitig schwankende, in der Hauptsache negative Gitterspannung. Nur für ganz kurze Zeitmomente gehen die hochfrequenten Spannungsspitzen ins Positive, um die Gitterstrecke kurzzeitig leitend zu machen. In diesen Momenten wird der Kondensator wieder auf den jeweiligen Scheitelwert nachgeladen. Das Audion erzeugt sich ohne Katodenwiderstand oder künstliche Batterie seine jeweils erforderliche negative Vorspannung selbst.

Da die Gitterspannung sowohl im Rhythmus der Niederfrequenz als auch dem der Hochfrequenz schwankt, fließen im Anodenkreis zwei sich überlagernde Wechselströme, der Hochfrequenzstrom i_{HF} und der Niederfrequenzstrom i_{NF}. Während der letzte am Anodenwiderstand R_a eine niederfrequente Wechselspannung u_a hervorruft, kommt die Hochfrequenz spannungsmäßig nicht zur Wirkung, weil R_a durch einen kleinen Kondensator C_a, der für die Hochfrequenz einen Kurzschluß bildet, überbrückt ist. Man beachte: Auf der Anodenseite fließt wohl ein HF-Strom, aber es herrscht dort keine HF-Spannung. Die Hochfrequenz wird also nicht auf der Gitterseite unterdrückt, sondern erst auf der Anodenseite. Dies ist wichtig, da hierauf die Rückkopplungsmöglichkeit der Audionstufe beruht.

Für die Größe des Gitterkondensators C gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Diodengleichrichtung. Einerseits muß er groß sein, damit er die HF ungehindert ans Gitter läßt; er soll aus diesem Grunde 10···100mal größer als die Gitter/Katoden-Kapazität sein. Auf der anderen Seite darf er nicht zu groß gewählt werden, damit seine Spannung den niederfrequenten Schwankungen der Hüllkurve schnell genug folgen kann. Praktisch wählt man

$$C = 50\cdots200\ \text{pF}$$

Der Gitterableitwiderstand R_g soll groß sein, damit am Gitter eine möglichst große Richtspannung entsteht. Gewöhnlich ist

$$R_g = 0{,}5\cdots2\ \text{M}\Omega$$

Die Begründung dafür, daß der Eingangswiderstand der Gleichrichterschaltung um so größer und damit die Bedämpfung des Antennenschwingkreises um so kleiner sei, je größer R_g ist, soll hier nicht gegeben werden. Im Anlauf- und Parabelgebiet einer Gleichrichterkennlinie hat der Wechselstromwiderstand nicht mehr den Wert $R/2$ oder $R/3$ wie bei großen Aussteuerungen an einer Knickkennlinie; sein Wert ist hier praktisch gleich dem Innenwiderstand $R_i = 1/S$ der Gleichrichterstrecke.

Die Gittergleichrichtung hat gegenüber der Diodengleichrichtung den Vorteil, daß in derselben Röhre neben der Gleichrichtung eine Verstärkung stattfindet. Hierdurch wird eine ganze Verstärkerstufe eingespart. Sie hat darüber hinaus den Vorzug der Rückkopplungsmöglichkeit. Durch Rückkopplung kann eine wesentliche Empfindlichkeitssteigerung erreicht werden. Wie *Bild 345* zeigt, besteht die Rückkopplung darin, daß man den anodenseitigen HF-Strom, der durch die Drossel am Abfließen über den Anodenübertrager gehindert wird, über den Rückkopplungs-

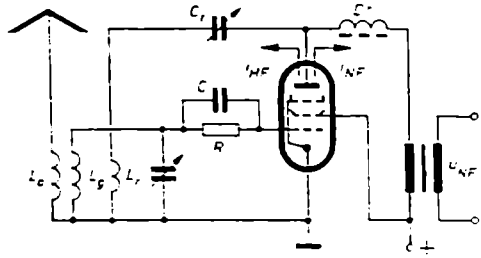


Bild 345
Rückgekoppeltes Audion

kondensator C_r und die Rückkopplungsspule L_r ableitet und die dabei an L_r entstehende geringe Spannung auf das Gitter zurückkoppelt. Die Stärke des hochfrequenten Stromes und damit die Stärke der rückgekoppelten Spannung kann durch den Kondensator C_r eingeregelt werden. Wird die Rückkopplungsspule L_r mit ihrem Anfang und Ende so angeschlossen, daß die von ihr auf die Gitterspule L_g übertragene Spannung gleichphasig mit der von der Antennenspule L_a übernommenen Spannung ist, so bedeutet dies eine Erhöhung der hochfrequenten Gitterwechselspannungen und damit eine wirksame Entdämpfung des Eingangsschwingkreises. Seine Resonanzkurve wird steiler und höher; Güte und Trennschärfe des Schwingkreises steigen. Hat der Eingangskreis ohne Rückkopplung wegen seiner Belastung durch den Strahlungswiderstand der Antenne und den Eingangswiderstand der Gleichrichteranordnung beispielsweise eine Güte von 10, so kann sie mit Rückkopplung ohne weiteres auf 150 gebracht werden.

Bei zu starker Rückkopplung erregt sich die Audionstufe selbst. Dies bedeutet, daß sie ins Eigenschwingen gerät, und zwar mit einer Frequenz, die von der zufälligen Einstellung des Schwingkreises abhängt. Die Selbsterregung ist an dem bekannten Rückkopplungspfeifton wahrnehmbar, der als Schwebungston bei der Überlagerung der empfangenen Hochfrequenz mit der zufälligen Eigenfrequenz zustande kommt und durch einen Modulationsvorgang bei der Gleichrichtung hörbar wird.

Die Gittergleichrichtung eignet sich nur zur Gleichrichtung sehr kleiner HF-Spannungen. Bei großen Wechselspannungen stellt sich wegen der beim Gleichrichten automatisch größer werdenden negativen Vorspannung leicht ein Arbeitspunkt im unteren, stark gekrümmten Teil der I_a/U_g-Kennlinie ein. Dadurch findet dann zusätzlich zur Gittergleichrichtung eine Anodengleichrichtung statt. Als Folge hiervon treten starke Verzerrungen auf. Aus diesem Grunde findet sich das Audion stets

nur in der ersten oder zweiten Stufe eines Empfängers vor. Dies steht im Gegensatz zur Diodengleichrichtung, die hohe HF-Spannungen benötigt und deshalb erst nach einer Reihe von HF- oder ZF-Stufen angewendet wird.

Während das Audion seiner hohen Verzerrungen wegen als Hochfrequenzgleichrichterschaltung seine Bedeutung fast völlig verloren hat, spielt es eine große Rolle bei den Sinustongeneratoren zu Stabilisierungszwecken (Abschnitt E.I.11.) und in den Begrenzerschaltungen zur Erzeugung von Rechteckspannungen aus Sinusschwingungen.

3. Anodengleichrichtung

Beim Anodengleichrichter wird die Krümmung der I_a/U_g-Kennlinie zur Gleichrichtung ausgenützt. Die gleichzurichtende Wechselspannung wird nach *Bild 346* dem Gitter der Gleichrichterstufe zugeführt. Die Vorspannung des Gitters wird so stark negativ gewählt, daß nur die positiven Halbschwingungen den Anodenstrom aussteuern können. Wie das Strom- und Spannungsschaubild im *Bild 346* veranschaulicht, besteht der Anodenstrom aus lauter hochfrequenten Impulsen schwankender Amplitude. Da R_a für die hohen Frequenzen durch den Kondensator C_a kurzgeschlossen ist, kann sich am Anodenwiderstand keine HF-Spannung ausbilden, sondern nur eine der Modulation entsprechende NF-Spannung.

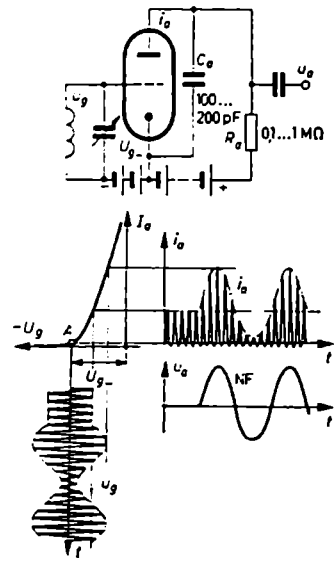


Bild 346. Aufbau und Wirkungsweise einer Anodengleichrichterschaltung

Die Anodengleichrichtung eignet sich nur zur Demodulation großer Amplituden, weil die meisten Röhren keinen scharfen Kennlinienknick aufweisen. Sie hat gegenüber der Dioden- und Audiongleichrichtung den Vorteil, daß sie auf der Gitterseite äußerst hochohmig ist und dadurch den HF-Schwingkreis praktisch nicht belastet. Wegen ihres hochohmigen Eingangswiderstandes fand sie früher beim Bau von Röhrenvoltmetern Verwendung.

III. Spannungsmessungen mit Gleichrichterschaltungen

1. Problemstellung

Je nach der Fragestellung benötigt man von den verschiedenen Wechselstromgrößen, sowohl den sinusförmigen als auch den nichtsinusförmigen, entweder den Effektivwert oder den arithmetischen Mittelwert oder den Scheitelwert oder auch den Unterschied zwischen positiver und negativer Amplitude, den sogenannten Spitze-zu-Spitze-Wert. Bei genau bekannter Kurvenform kann man jeden einzelnen der genannten Werte in jeden anderen mathematisch umrechnen.

Diese Gesetzmäßigkeit wird in starkem Maße bei den Meßinstrumenten für sinusförmige Wechselspannungen ausgenutzt. So wird beispielsweise in den „Vielfachinstrumenten" mit Hilfe eines Drehspulmeßwerkes und einer Gleichrichterschaltung der arithmetische Mittelwert des gleichgerichteten Stromes gemessen, die Skala selbst aber in Effektivwerten geeicht. In den „Diodenvoltmetern" (Tastvoltmetern) wird primär der Scheitelwert der Wechselspannung gemessen, die Skala selbst aber wieder in Effektivwerten beschriftet. In beiden Fällen geschieht dies deshalb, weil es üblich ist, die Stärke sich sinusförmig ändernder Größen in Effektivwerten anzugeben.

Eine direkte Messung des Effektivwertes wird selten vorgenommen; sie hätte mit Thermo- oder Hitzdrahtinstrumenten zu erfolgen. Man könnte auch Gleichrichterinstrumente mit Drehspulmeßwerken verwenden, wenn man durch entsprechende Bereichsschaltung dafür sorgt, daß der Gleichrichter immer nur im quadratischen Teil seiner Kennlinie ausgesteuert wird. Denn hier würde der arithmetische Mittelwert des gleichgerichteten und im Meßwerk zur Anzeige gelangenden Stromes genau der Definition des Effektivwertes entsprechen. Bei quadratischer Gleichrichtung folgt nämlich der Momentanwert des durch den Gleichrichter und das Meßwerk fließenden Stromes dem Gesetz $i = Ku^2$. Der zeitliche und zur Anzeige gelangende Mittelwert dieses Stromes würde den Wert

$$I = \frac{1}{T}\int_0^T i\,\mathrm{d}t = \frac{K}{T}\int_0^T u^2\,\mathrm{d}t = K\,U_{\mathrm{eff}}^2$$

haben; er wäre also streng proportional dem Quadrat des Effektivwertes der Spannung. Solch ein Instrument würde eine quadratische Skala haben. Die direkte Messung des Effektivwertes nach diesem Verfahren ist sehr unwirtschaftlich, da der Gleichrichter hierbei nur in seinem relativ kleinen quadratischen Teil ausgesteuert werden darf und demgemäß sein Richteffekt minimal ist.

Die Direktverfahren mit Thermo- und Hitzdrahtinstrumenten haben den großen Vorzug, daß mit ihnen auch der Effektivwert nichtsinusförmiger Wechselgrößen genau erfaßt wird. Hierzu sind die indirekten Verfahren nicht in der Lage, es sei denn, daß man den Formfaktor U_{eff}/U_m oder Scheitelfaktor $\hat{u}/U_{\mathrm{eff}}$ der betreffenden

Größe kennt. Vielfach ist es allerdings so, daß von den nichtsinusförmigen Größen gar nicht so sehr der Effektivwert als vielmehr der Scheitelwert oder Spitze-zu-Spitze-Wert interessiert.

Im folgenden soll erst die Effektivwertsmessung sinusförmiger Wechselspannungen mit Hilfe von Gleichrichtern und Drehspulmeßwerken besprochen werden. Anschließend wird die Messung des Scheitelwertes und des Spitze-zu-Spitze-Wertes nichtsinusförmiger Wechselgrößen behandelt.

2. Effektivwertbestimmung von Sinusschwingungen

Der Effektivwert kann entweder über den arithmetischen Mittelwert I_m oder den Scheitelwert $\hat{i}$ des gleichgerichteten Wechselstromes gemessen werden. Beide Verfahren benutzen Gleichrichter; das erste arbeitet ohne, das zweite mit Kondensatoren.

a) Gleichrichterschaltungen, die den arithmetischen Mittelwert anzeigen

α) Einweggleichrichter

Die Einweggleichrichterschaltung ist die einfachste Schaltung. Ihr Prinzip zeigt *Bild 347*. Ausgenutzt wird nur die eine Halbschwingung der Sinusspannung. Sind

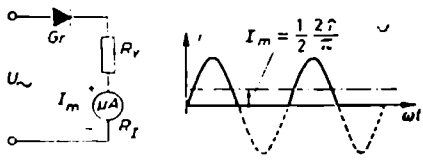


Bild 347. Einweggleichrichterschaltung zur Messung des arithmetischen Mittelwertes sinusförmiger Wechselspannungen

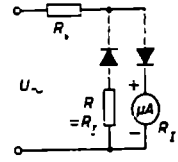


Bild 348. Symmetrisch belastende Einwegmeßgleichrichterschaltung

der Durchlaßwiderstand des Gleichrichters (Germaniumdiode) und der Instrumentwiderstand R_I klein gegen den Vorwiderstand R_v, der Gleichrichtersperrwiderstand R_{sp} dagegen groß gegen R_v, so kann der Effektivwert U der Spannung, wie folgt, aus der arithmetischen Stromanzeige I_m ermittelt werden: Es ist

$$i = \frac{u}{R_v} = \frac{\sqrt{2}\,U_{eff}}{R_v} \quad \text{und gleichzeitig} \quad I_m = \frac{\hat{i}}{\pi}$$

Hieraus folgt

$$U_{eff} = R_v \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} = R_v \frac{\pi}{\sqrt{2}} I_m = 2{,}22\, R_v I_m = 2{,}22\, R_v I_{Anzeige}$$

Der Einweggleichrichter belastet das Meßobjekt unsymmetrisch. In der Durchlaßphase wird es durch $R_d + R_v + R_I \approx R_v$ und in der Sperrphase durch $R_{sp} + R_v + R_I \approx R_{sp}$ belastet. Es gibt auch einen symmetrisch belastenden Gleichrichter (*Bild 348*). Trotz der beiden Gleichrichter handelt es sich auch hier um eine

Einwegschaltung, da zur Strommessung nur die eine Halbschwingung ausgenutzt wird. Der jeweils durchlässige Gleichrichter überbrückt mit seinem Durchlaßwiderstand den Sperrwiderstand des anderen. Dadurch wird der einzelne Gleichrichter in Sperrichtung kaum beansprucht, so daß höhere Spannungen angelegt und gemessen werden können.

β) Doppelweggleichrichter

Doppelweggleichrichter gibt es in verschiedenen schaltungstechnischen Ausführungen. Bekannt sind vor allem die erdsymmetrische Graetz-Brücke (*Bild 349a*) und die Gegentaktschaltung (*Bild 349b*). Hinzu kommen zwei Abwandlungen der Graetz-Brücke (*Bild 349c* und *d*). Die in *c* und *d* wiedergegebenen Schaltungen

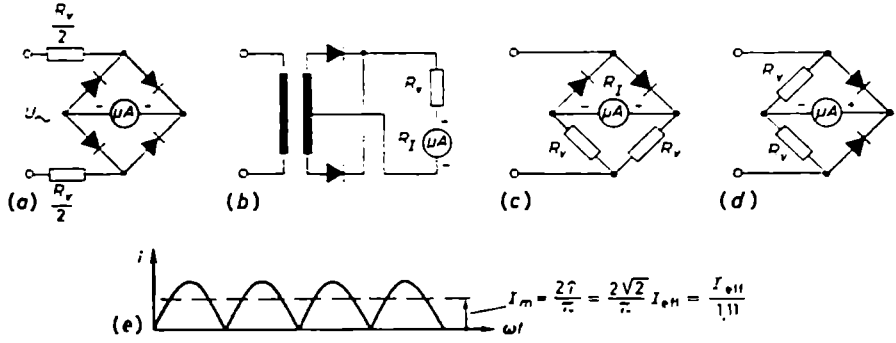


Bild 349. Doppelwegmeßgleichrichterschaltungen. (a) Erdsymmetrische Graetz-Schaltung; (b) Gegentaktschaltung; (c und d) Abwandlungen der Graetz-Schaltung

bilden die Grundschaltung der meisten Vielfachmeßinstrumente. Schaltung c ist niederohmiger als *d*. Sie hat einen Eingangswiderstand von $R_d \div R_v/2$, da der von dem jeweiligen Gleichrichter durchgelassene Strom über $R_v \,||\, (R_v + R_I) \approx R_v/2$ fließt. Demgegenüber hat die Schaltung nach *Bild 349* (*d*) einen Eingangswiderstand von $R_d \div R_v \div R_I$. Sie ist damit ungefähr doppelt so hochohmig. Da Schaltung c wegen ihres halb so großen Eingangswiderstandes den doppelten Strom von *d* aufnimmt, durch das Instrument selbst jedoch nur etwa die Hälfte davon fließt – die andere Hälfte fließt über den parallelen Widerstand R_v ab –, zeigen beide Schaltungen praktisch den gleichen Stromwert an. Trotz des Vorzuges ihres größeren Eingangswiderstandes hat sich die Schaltung nach *Bild 349* (*d*) für Vielfachmeßgeräte nicht eingeführt, da sie nicht so gut temperaturkompensiert werden kann wie die nach *Bild 349* (*c*).

Der in den Schaltungen der *Bilder 349* (*a* bis *d*) zur Anzeige gelangende arithmetische Mittelwert des Stromes ist theoretisch doppelt so groß wie beim Einweggleichrichter. Dementsprechend ist beim rein rechnungsmäßigen Eichen der Instrumente in Effektivwerten der Ansatz zu machen

$$U_{eff} \approx 1{,}11\, R_v I_{Anzeige}$$

Die technischen Schaltungen der Vielfachinstrumente unterscheiden sich von den hier gezeigten Prinzipschaltungen einmal durch die Vor- und Parallelwiderstände zur Bereichserweiterung und zum anderen durch die Widerstände, die der Kompensation des Temperaturganges der Trockengleichrichter dienen. Sowohl der Durchlaß- als auch der Sperrwiderstand ändern sich mit der Temperatur. Ihr Einfluß auf die Anzeige wird vermindert, wenn man in Reihe zum Gleichrichter einen Widerstand von einigen hundert Ohm und parallel zu ihm einen von etwa 100 kΩ schaltet. Von der gleichen Größenordnung ist der Vorwiderstand R_v. Die Empfindlichkeit der Gleichrichterschaltung wird durch die Zusatzwiderstände naturgemäß stark herabgesetzt, ihre Linearität und Temperaturunabhängigkeit werden dafür aber beträchtlich erhöht.

b) Gleichrichterschaltungen, die den Scheitelwert anzeigen

Die Schaltungen, die den Scheitelwert anzeigen, unterscheiden sich von denen, die den arithmetischen Mittelwert messen, dadurch, daß sie Glättungskondensatoren verwenden. Über den Scheitelfaktor kann bei sinusförmigen Wechselgrößen vom angezeigten Scheitelwert rein rechnerisch auf den Effektivwert geschlossen und dieser Wert an die Skala geschrieben werden. Es gilt bei

Einwegschaltungen $$U_{\text{eff}} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = \frac{R_v I_{\text{Anzeige}}}{\sqrt{2}}$$

Verdopplerschaltungen $$U_{\text{eff}} = \frac{2\hat{u}}{2\sqrt{2}} = \frac{R_v I_{\text{Anzeige}}}{2\sqrt{2}}$$

Die Einweggleichrichterschaltungen bilden die Grundlage der normalen, in Effektivwerten geeichten Diodenvoltmeter. Die Verdopplerschaltungen sind die für die Spitze-zu-Spitze-Messungen am besten geeigneten Schaltungen.

Grundsätzlich ist jede der unter a) aufgeführten Schaltungen auch zur Scheitelwertsmessung verwendbar. Es muß lediglich der R_v-Widerstand durch ein RC-Glied mit passend bemessener Zeitkonstante ersetzt werden. Der Widerstand bekommt hier höhere Werte, damit sich der Kondensator sicher auf den Scheitelwert auflädt und ihn über längere Zeit hält. Die Werte von R liegen in der Größenordnung von mehreren Megohm.

α) Einweggleichrichter

Seine verschiedenen Schaltmöglichkeiten zeigt *Bild 350*. Man unterscheidet auch hier die Reihenschaltung (*Bild 350a*) und Parallelschaltung von Diode und Widerstand (*Bild 350b* und *c*). Der Kondensator C lädt sich in beiden Schaltungen, wenn R genügend groß ist, nahezu auf den Scheitelwert der am Gleichrichter liegenden Wechselspannung auf, so daß man ansetzen kann

$$U_C \approx \sqrt{2}\, U_{\text{eff}}$$

Wie *Bild 351* veranschaulicht, wird der Gleichrichter in diesen Schaltungen durch eine Spannung beansprucht, die doppelt so groß wie der Scheitelwert ist. Um eine kapazitive Spannungsteilung mit der Gleichrichterkapazität C_{Gr} zu vermeiden, muß

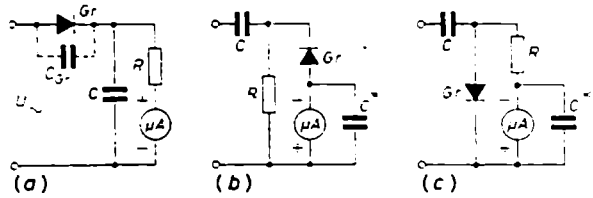


Bild 350. Einwegmeßgleichrichter zur Messung von Scheitelwerten. (a) Reihen-schaltung von Diode und Richtwiderstand; (b und c) Parallelschaltung von Diode und Richtwiderstand

C hinreichend groß bemessen werden. Die Zeitkonstante des Gleichstromkreises soll wenigstens zehnmal so groß wie die Periode der tiefsten Meßfrequenz sein. Ist beispielsweise $R = 1\,\mathrm{M\Omega}$ und $f_\sim = 50\,\mathrm{Hz}$ mit $T = 20\,\mathrm{ms}$ muß $\tau = 10\,T$ oder $C = 10\,T/R = 0{,}2\,\mu\mathrm{F}$ sein.

Tiefe Frequenzen verlangen große Kapazitätswerte. Dies birgt die Gefahr in sich, daß beim Anlegen des Instrumentes an die Meßpunkte die im ersten Moment leeren und daher wie ein Kurzschluß wirkenden Kondensatoren sehr große Ladeströme aufnehmen, durch die Beschädigungen oder Veränderungen an den Kristalldioden hervorgerufen werden können.

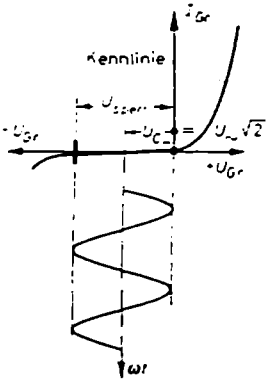


Bild 351. Zur Größe der betrieblichen Sperrbeanspruchung des Meßgleichrichters im *Bild 350*

Nach den Rechnungen und Überlegungen in den früheren Abschnitten beträgt der Eingangswiderstand der Gleichrichterschaltung bei der Reihenschaltung $R/2$ und bei der Parallelschaltung nur $R\,3$. Der Kondensator C^* in der Schaltung nach *Bild 350* (*b* und *c*) hat die Aufgabe, die Wechselströme, die in diesen Schaltungen zusätzlich zum Gleichstrom durch R beziehungsweise Gr fließen, am Instrument vorbeizuleiten.

Die Reihenschaltung versagt, wenn die Meßspannungsquelle Gleichspannung führt. Sie versagt ebenfalls, wenn die Meßspannungsquelle einen kapazitiven Innenwiderstand hat. In diesem Fall lädt sich nämlich der Kondensator C_i der Spannungsquelle während der Durchlaßphase des Gleichrichters in einer oder mehreren Perioden der Wechselspannung auf den Scheitelwert der Spannung auf. Dadurch blockiert er den Stromfluß in die Gleichrichterschaltung. *Bild 352* veranschaulicht dies in etwas vereinfachter Form. Es werde angenommen, daß die Kapazität C_i der Spannungsquelle klein sei gegenüber dem Gleichrichterkondensator C und der Gleich-

richter mit seiner Durchlaß- und Sperrrichtung durch einen im Rhythmus der Wechselspannung geschlossenen und geöffneten Schalter wiedergegeben werden kann. In der Durchlaßphase (+ an a) lädt sich der linke Belag von C_i positiv auf (*Bild 352a*), vom rechten Belag fließen die positiven Ladungen über den geschlossenen Schalter (Gleichrichter in Durchlaßphase) und die RC-Kombination ab. Sie lassen den rechten Belag von C_i negativ geladen zurück und rufen gleichzeitig am CR-Glied einen Spannungsstoß hervor. Ist C_i klein gegen C und damit die Aufladezeitkonstante $\tau_i \approx C_i R$ klein, so wird C_i entweder schon in der ersten Halbschwingung oder sonst in einer der folgenden auf den Scheitelwert $\hat{u}_{ab}$ der an ab herrschenden Spannung aufgeladen. Die Spannung an C ist praktisch Null. In der Sperrphase des Gleichrichters (*Bild 352b*), in der a ein negatives Potential annimmt, können dem C_i-Kondensator über die CR-Kombination keine positiven Ladungen zu-

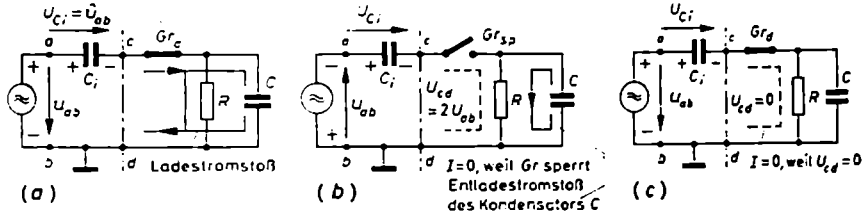


Bild 352. Zum Nachweis des Versagens der Reihenschaltung vom *Bild 350 (a)* bei einer Meßspannungsquelle mit kapazitivem Innenwiderstand. (a) Anschaltmoment; (b) Sperrphase von *Gr*; (c) Durchlaßphase von *Gr*

fließen, da der Gleichrichterschalter geöffnet ist. Die Folge ist, daß C_i seine Ladungen und seine alte Spannung beibehält. Über dem CR-Glied kann sich keine neue Spannung ausbilden und damit im Instrument kein Strom fließen, wenn man von dem auf Null abklingenden Ausgleichsstrom des vorher schwach aufgeladenen Kondensators absieht. In der folgenden Durchlaßphase (*Bild 352c*) wirkt an den Klemmen cd die Spannung an C_i der treibenden Generatorspannung U_{ab} entgegen. Ist C_i auf den Scheitelwert der Spannung aufgeladen, so ist die Spannung U_{cd} Null, so daß kein Anreiz für einen Strom über das CR-Glied besteht. Die Spannung an ihm bleibt Null. Man kann sagen: In der Sperrphase fließt kein Strom über das CR-Glied, weil der Gleichrichter sperrt, in der Durchlaßphase kann, abgesehen vom Einschaltmoment, kein Strom darüberfließen, weil die resultierende Spannung U_{cd} Null ist.

β) Verdopplerschaltungen

Es gibt zwei Grundschaltungen: die Delon- oder Greinacher-Schaltung und die Kaskaden- oder Villard- oder Siemens-Schaltung. Die erste (*Bild 353a*) ist eine Zweiwegspannungsverdopplerschaltung, die zweite (*Bild 353b*) eine Einwegspannungsverdopplerschaltung.

Die Delon-Schaltung findet man beispielsweise im HF-Multizet von *Siemens*. Sie arbeitet folgendermaßen: Während der positiven Halbschwingung an A öffnet der

Gleichrichter *Gr 1*, der Kondensator C_1 wird aufgeladen. Während der negativen Halbschwingung an *A* öffnet *Gr 2*, der Kondensator C_2 wird aufgeladen. Für den Verbraucher in der Brückendiagonale addieren sich die Aufladespannungen der

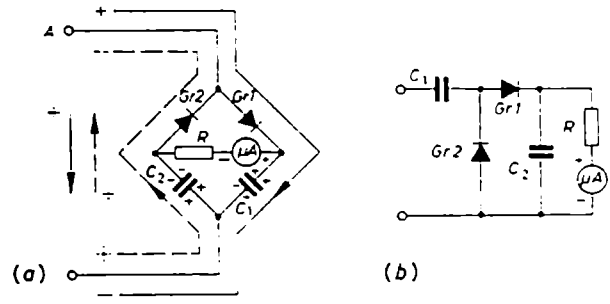


Bild 353. Verdopplerschaltungen zum Messen des Spitze-zu-Spitze-Wertes U_{ss} einer Spannung. (a) Delon- oder Greinacher-Schaltung; (b) Kaskaden- oder Villard- oder Siemens-Schaltung

beiden Kondensatoren, da sie gleichsinnig in Reihe liegen. Ist der Verbraucher R hochohmig und damit die Entladezeitkonstante $\tau = R\,[C_1 C_2/(C_1 + C_2)]$ sehr groß, so laden sich C_1 und C_2 jeweils auf den positiven oder negativen Scheitelwert der zu messenden Spannung auf und halten diesen Wert. Die Gesamtspannung ist dann bei sinusförmigen Spannungen gleich dem doppelten Scheitelwert und damit gleich der Spannung U_{ss} zwischen Spitze und Spitze.

Die Kaskadenschaltung arbeitet nach Beendigung des Einschaltvorganges, der hier nicht besprochen werden soll, folgendermaßen: Während der negativen Halbschwingung an *A* (*Bild 354a*) läßt *Gr 2* durch, um nachzuladen. Dadurch lädt sich

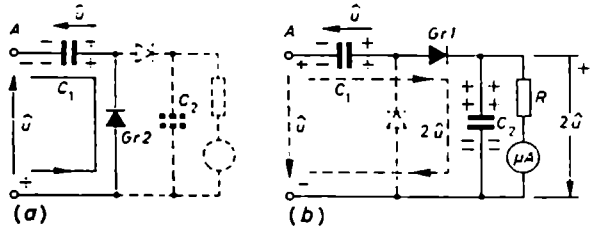


Bild 354 (a und b). Zur Wirkungsweise der Kaskadenschaltung

C_1 wieder auf den Scheitelwert der Meßspannung auf. Während der positiven Halbschwingung an *A* (*Bild 354b*) läßt *Gr 1* durch, *Gr 2* sperrt. Über *Gr 1* wird der Kondensator C_2 wieder voll aufgeladen, wenn er zuvor Ladungen verloren hat. Jetzt schalten sich die Spannungen der Wechselspannungsquelle und des gleichsinnig aufgeladenen Kondensators C_1 in Reihe, so daß an C_2 die Summenspannung $2\,\hat{u}$ entsteht. Bei genügend großem Verbraucherwiderstand R ist sie gleich dem doppelten Wert der Amplitude der zu messenden Spannung.

In der Delon-Schaltung ist der Gleichstromverbraucher durch die Kondensatoren C_1 und C_2 vom Wechselstromnetz getrennt. In der Kaskadenschaltung liegen Gleichstromverbraucher und Wechselstromquelle einpolig zusammen, so daß beide gemeinsam geerdet werden können; dies kann für die Wahl der Schaltung von ausschlaggebender Bedeutung sein.

3. Messung nichtsinusförmiger Spannungen

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich auf sinusförmige Spannungen. Bei ihnen interessiert hauptsächlich der Effektivwert. Bei nichtsinusförmigen Spannungen – man denke beispielsweise an Rechteckspannungen der im *Bild 355* gezeigten Form – interessiert weniger der Effektivwert als vielmehr der positive oder

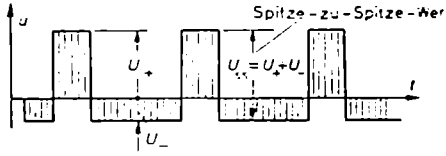


Bild 355. Spitze-zu-Spitze-Wert einer Rechteckspannung

negative oder die Summe aus positivem und negativem Scheitelwert, der sogenannte Spitze-zu-Spitze-Wert U_{ss}. Die Scheitelwertsmessungen an nichtsinusförmigen Spannungen können mit dem Einwegdiodenvoltmeter vorgenommen werden. Je nach der Polung erhält man entweder den positiven oder negativen Scheitelwert. Bei den handelsüblichen Diodenvoltmetern ist jedoch zu beachten, daß sie in Effektivwerten sinusförmiger Größen geeicht sind. Da der Scheitelfaktor hierfür 1,414 ist, gilt theoretisch: Scheitelwert nichtsinusförmiger Spannungen gleich 1,414 mal Anzeige.

Spitze-zu-Spitze-Messungen werden mit den Verdopplerschaltungen vorgenommen. Der eine Kondensator, zum Beispiel C_1 im *Bild 353 (a)*, lädt sich hierbei auf den positiven U_+-Scheitelwert und der andere, im Beispiel C_2, auf den negativen U_--Scheitelwert auf. Die zur Anzeige gelangende Spannung ist dann gleich der Summe der Einzelspannungen und gibt damit den Spitze-zu-Spitze-Wert an.

IV. Netzgleichrichtung

Netzgleichrichter haben die Aufgabe, aus dem Starkstromnetz von im allgemeinen 50-Hz-Wechselspannung eine Gleichspannung und einen Gleichstrom bestimmter Größe herzuleiten. Im Gegensatz zur Hochfrequenzgleichrichtung handelt es sich hierbei um die Erzeugung einer bestimmten Richtleistung, die vom Verbraucher angefordert wird. Das Prinzipielle der Schaltung und Arbeitsweise eines Netzgleichrichters ist bereits im Abschnitt I.5. dargelegt worden. In den folgenden Abschnitten werden jene Ausführungen im Hinblick auf die Bemessung der Schaltteile ergänzt. Die Formeln, die dabei benutzt werden, sind nicht alle exakt herleitbar; sie

stellen zum Teil nur Näherungen an die wirklichen Verhältnisse dar. Dennoch gestatten sie, die physikalischen Vorgänge qualitativ zu überschauen und das Netzgerät in seinen Hauptabmessungen festzulegen. Die Ableitung exakter Formeln würde über den Rahmen dieses Buches hinausgehen; die Formeln würden außerdem schlecht auswertbar sein, da zu viele beim Entwurf nicht genau bekannte Faktoren in die Rechnung eingehen.

1. Grundschaltungen der Netzgleichrichter

Bild 356 zeigt die gebräuchlichsten Netzgleichrichterschaltungen für den einphasigen Wechselstrom. Als Gleichrichtersymbol soll unabhängig davon, ob es sich um einen Röhren- oder Trockengleichrichter handelt, das Zeichen —▶|— benutzt

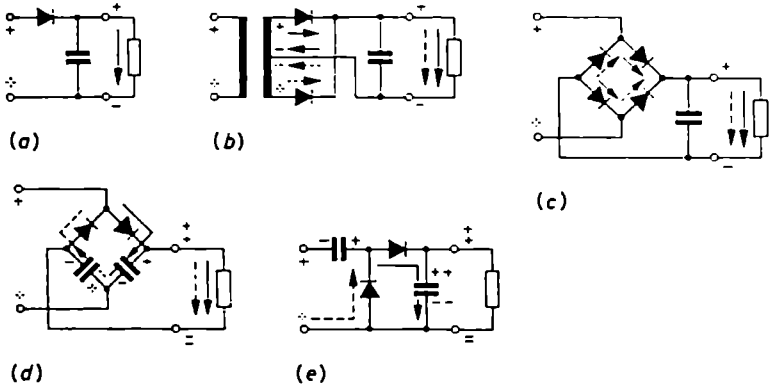


Bild 356. Grundschaltungen eines Netzgleichrichters. (a) Einweggleichrichter; (b) Doppelweg- oder Vollweggleichrichtung: Gegentaktschaltung; (c) Doppelweg- oder Vollweggleichrichtung: Graetz- oder Brücken-Schaltung; (d) Delon-Verdopplerschaltung; (e) Kaskadenverdopplerschaltung

werden. Der Pfeil kennzeichnet die Durchlaßrichtung für den technischen Strom. Das von manchen Firmen auf den Gleichrichter aufgedruckte +-Zeichen soll, wie bei einem Generator, die Stelle oder Klemme angeben, an der der gleichgerichtete Strom aus dem Gleichrichter heraustritt und zum Verbraucher fließt. Wer es gewohnt ist, mit der Elektronenbewegungsrichtung zu arbeiten, fasse den rechten senkrechten Strich im Gleichrichtersymbol als Sinnbild für die Katode auf. In ihr werden die Elektronen freigemacht und emittiert, so daß sie durch den geöffneten Trichter nach links hin austreten können. Manche Firmen kennzeichnen die Durchlaßrichtung auch durch einen Ring, der die Katode darstellen soll.

Bild 356 (a) zeigt die Einweggleichrichterschaltung. Sie nutzt nur eine Halbschwingung der Netzwechselspannung aus und zeigt deshalb eine größere, der Gleichspannung überlagerte Welligkeits- oder Brummspannung. Sie wird dort angewendet, wo diese Welligkeit entweder nicht störend ist oder wo die entnommenen Gleichströme so klein sind, daß hinterher ohne erheblichen Aufwand eine aus-

reichende Einglättung vorgenommen werden kann. Die Einwegschaltung nimmt man gern für Allstromgeräte, also für Geräte, die an ein Wechselstrom- oder Gleichstromnetz angeschlossen werden sollen. Bei Anschluß an eine Gleichspannung wirkt der Gleichrichter wie ein Vorwiderstand, an dem ein Teil der Gleichspannung verbraucht wird. Natürlich ist dabei auf richtige Polung der Netzgleichspannung zu achten, da sonst der Gleichrichter den Stromdurchgang sperrt.

Bild 356 (*b*) gibt eine Schaltung mit Doppelweggleichrichtung wieder. Sie heißt die Mittelpunktschaltung oder auch Gegentaktschaltung und benötigt einen Transformator mit einer Mittelanzapfung auf der Sekundärseite. Als Gleichrichterelement wird meistens eine Doppelweggleichrichterröhre verwendet. In dieser Schaltung wird auch die negative Halbschwingung des sekundärseitigen Wechselstroms zur Gleichrichtung ausgenutzt. Die beiden Halbschwingungen des sekundärseitigen Stromes fließen zwar über verschiedene Wicklungshälften des Netztransformators und verschiedene Gleichrichterstrecken, den Verbraucher selbst durchfließen sie aber beide im gleichen Sinn. Dadurch wird die Einglättung der mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Gleichspannung wesentlich erleichtert und verbilligt. Allerdings muß dafür der Netztransformator sekundärseitig für die doppelte Spannung ausgelegt werden, da die gewünschte Gleichspannung immer nur gegenüber dem Mittelabgriff auftritt.

Die Schaltung nach *Bild 356* (*c*) stellt ebenfalls eine Doppelweggleichrichterschaltung dar; sie wird Brücken- oder Graetz-Schaltung genannt. Sofern keine wesentliche Spannungsumsetzung oder Unabhängigkeit von der „Erde" des Netzes gefordert wird, benötigt sie keinen Netztransformator, wohl aber vier Gleichrichter. Die große Anzahl Gleichrichter bedingt, daß die Brückenschaltung kaum mit Gleichrichterröhren, sondern praktisch nur mit Trockengleichrichtern ausgeführt wird. Da sie auch ohne Transformator arbeitet, kann sie in Allstromgeräten angewendet werden. Die Brückenschaltung ist die für den einphasigen Wechselstrombetrieb wirtschaftlichste Schaltung und daher am meisten anzutreffen.

Die *Bilder 356* (*d* und *e*) zeigen zwei Verdopplerschaltungen. Die linke (*Bild 356d*) heißt Delon- oder Greinacher-Schaltung, die rechte (*Bild 356e*) Kaskaden- oder Villard-Schaltung. Ihre Arbeitsweisen sind bereits im Abschnitt III.2.b) β) dargelegt worden. Beide Schaltungen ermöglichen die Erzeugung einer Gleichspannung von angenähert dem doppelten Scheitelwert der Wechselspannung.

Die Spannungsverdopplung kann durch eine Aneinanderreihung mehrerer Verdopplerstufen beliebig wiederholt werden. Auf diese Weise entstehen die sogenannten Vervielfachorschaltungen. So ergibt sich beispielsweise aus der Kettenschaltung mehrerer Villard-Stufen die im *Bild 357* wiedergegebene Schaltung. Ihre Arbeitsweise läßt sich in groben Zügen unter Vernachlässigung der in einzelnen Schritten erfolgenden Auf- und Umladevorgänge folgendermaßen beschreiben:

Bei der ersten negativen Halbschwingung lädt sich der Kondensator C_1 über den Gleichrichter *Gr 1*, da die Aufladezeitkonstante aus Kondensator und Durchlaßwiderstand des Gleichrichters als sehr klein angesehen werden kann, im angegebenen Sinn auf praktisch den Scheitelwert $\hat{u}$ der Wechselspannung auf. Wird das Poten-

tial von b auf Null gehalten, so nimmt auch Punkt *1* das Potential 0 V an ($\varphi_1 = 0$). Das Potential von a hat den Wert $\varphi_a = -\hat{u}$. Während der folgenden positiven Halbschwingung nimmt Punkt a gegen den geerdeten Punkt b maximal das Potential $\varphi_a = +\hat{u}$ an. Da der Kondensator C_1 sich gegen den Sperrwiderstand des Gleichrichters *Gr 1* nicht entladen kann, behält er seine Ladung und Spannung bei. Dies bedeutet, daß das Potential von Punkt *1* auf $+2\hat{u}$ angehoben wird, denn es ist

$$\varphi_1 = \varphi_a + u_{C1} = \varphi_a + u_{1a} = +\hat{u} + \hat{u} = +2\hat{u}$$

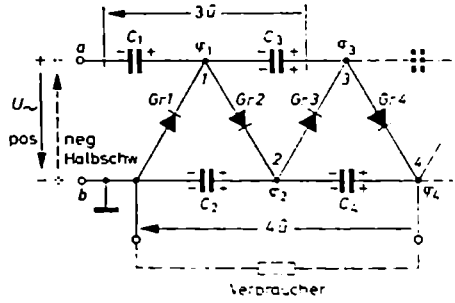


Bild 357. Vervielfacherschaltung zur Erzeugung einer Gleichspannung vom vierfachen Wert des Wechselspannungsscheitelwertes

Mit dieser Spannung $+2\hat{u}$ wird der Gleichrichter *Gr 1* in Sperrichtung beansprucht. Das Potential von *1* teilt sich über den Gleichrichter *Gr 2* dem rechten Belag von C_2 mit, so daß Punkt *2* gegenüber dem Erdpunkt b ebenfalls das Potential $+2\hat{u}$ annimmt. Während der folgenden negativen Halbschwingung, bei der das Potential von a umschlägt, und zwar maximal auf $-\hat{u}$ und das des Punktes *1* wieder auf Null zurückgeht ($\varphi_1 = \varphi_a + u_{1a} = -\hat{u} + \hat{u} = 0$) und sich C_2 nicht gegen die Sperrwiderstände der Gleichrichter *Gr 2* und *Gr 1* entladen kann, wird der Kondensator C_3 über den Gleichrichter *Gr 3* auf die Spannung von C_2, nämlich $+2\hat{u}$, aufgeladen. Es ist jetzt $\varphi_1 = \varphi_b = 0$ und $\varphi_3 = \varphi_2 = +2\hat{u}$ und damit $u_{C3} = u_{31} = \varphi_3 - \varphi_1 = +2\hat{u}$.

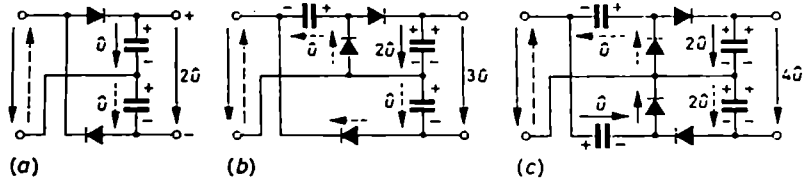


Bild 358 (a bis c). Vervielfacherschaltungen aus der Kombination von Delon- und Villard-Verdopplerstufen

Tritt nun in der nächsten Halbperiode wieder eine positive Halbschwingung an den Eingangsklemmen auf, so schalten sich die positive Klemmenspannung u_{ab} (maximal $+\hat{u}$), die Spannung $+\hat{u}$ an C_1 und die Spannung $+2\hat{u}$ an C_3 so in Reihe, daß Punkt *3* gegenüber dem Erdpunkt b das Potential $+4\hat{u}$ und gegenüber dem Punkt a

die Spannung $+3\hat{u}$ annimmt. Das Potential von *3* teilt sich über *Gr 4* dem Punkt *4* mit. Hierdurch lädt sich der Kondensator C_4, da die Differenz $\varphi_4 - \varphi_2$ der Potentiale seiner beiden Beläge $2\hat{u}$ ist, auf den Wert $2\hat{u}$ auf. Die Folge ist, daß jetzt zwischen dem Punkt *4* und dem Erdpunkt *b* eine Gesamtspannung von $+4\hat{u}$ zur Verfügung steht. Damit hat in der Kettenschaltung der vier Kondensatoren und vier Gleichrichter eine Spannungsvervierfachung stattgefunden.

Bei geschickter Reihenschaltung und Kombination von Delon- und Villard-Verdopplerstufen kann man weitere Vervielfacherschaltungen entwickeln; *Bild 358* zeigt einige von ihnen. An Hand der ausgezogenen Spannungspfeile für die positiven Halbschwingungen und der gestrichelten für die negativen kann man sich das Zustandekommen der Vervielfacherwirkung leicht selbst verständlich machen.

2. Belastungsarten

Die im *Bild 356* gezeichneten Gleichrichteranordnungen arbeiten entsprechend der ganzen bisherigen Betrachtungsweise des Gleichrichtvorganges auf eine Kombination aus Widerstand und Kondensator. Der Widerstand verkörpert den eigentlichen Verbraucher; sein Wert errechnet sich aus der verlangten Gleichspannung und dem verlangten Gleichstom zu $R = U_{-}/I_{-}$. Der Kondensator dient zur Einglättung der von der Gleichrichteranordnung gelieferten pulsierenden Spannung. Neben dieser Belastungsart gibt es aber weitere. Man unterscheidet in der Netzgleichrichtertechnik im wesentlichen die

Reine Widerstandsbelastung
Belastung mit Gegenspannung (Pufferbetrieb)
Belastung mit Kondensator und Widerstand
Belastung mit Glättungsdrossel

a) Reine Widerstandsbelastung

Sie liegt vor, wenn die Belastung aus einem rein ohmschen Widerstand besteht, die Schaltung also keine Siebmittel und Energiespeicher (Spulen und Kondensatoren) enthält. Anwendungsbeispiele dieser Belastungsart finden sich in der Schweißtechnik, Galvanotechnik und Speisetechnik industrieller Hochfrequenzgeneratoren. Der Fall reiner Widerstandsbelastung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Kurvenform des gleichgerichteten Stromes mit der der gleichgerichteten Spannung übereinstimmt. Beide sind nicht eingeglättet, sondern bestehen aus gleichphasigen Sinushalbschwingungen. Die *Bilder 359* bis *361* zeigen die drei Grundschaltungen mit rein ohmscher Belastung.

Bei der Bemessung des Transformators benötigt man die Effektivwerte des sekundärseitigen Transformatorstromes $I_{2\sim}$ und seiner Spannung $U_{2\sim}$. Sofern es sich um Trockengleichrichter handelt, die wärmemäßig nicht überlastet werden dürfen, werden auch die Gleichrichter nach dem Effektivwert I_{Gr} des sie durchfließenden Stromes ausgesucht. Alle diese Werte hängen von dem verlangten Gleichstrom und

der verlangten Gleichspannung ab und müssen durch sie ausgedrückt werden. Sinnvollerweise wird hier zur Kennzeichnung der Gleichspannung und des Gleichstromes

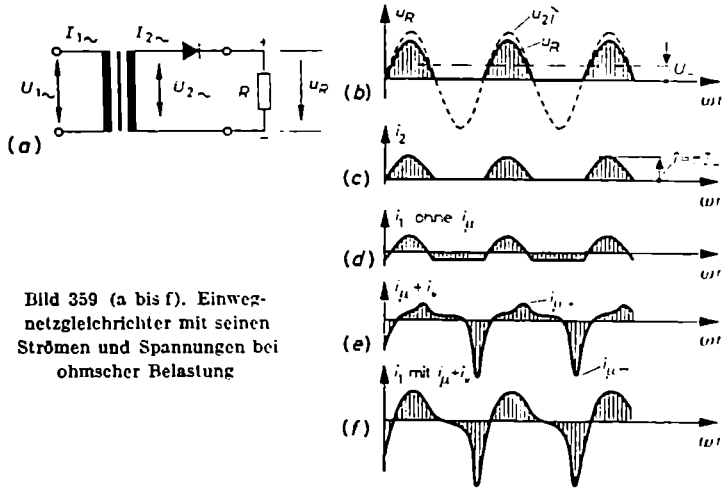


Bild 359 (a bis f). Einwegnetzgleichrichter mit seinen Strömen und Spannungen bei ohmscher Belastung

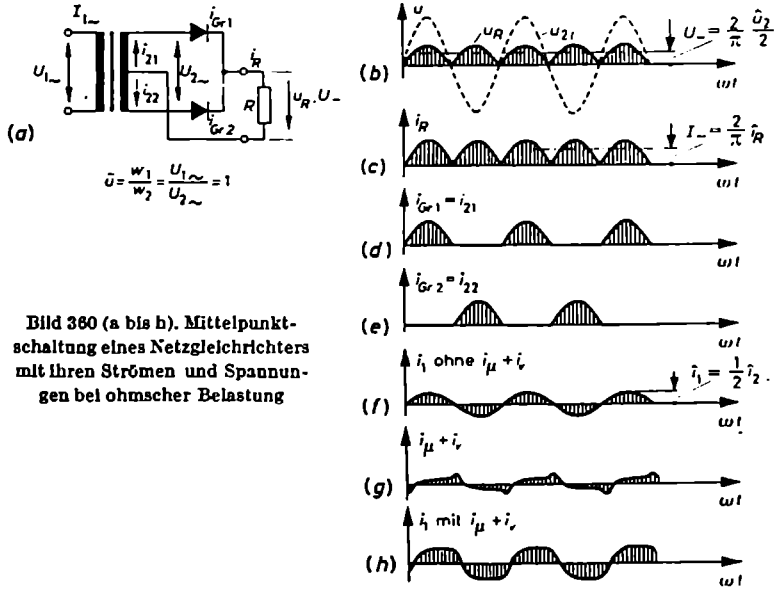


Bild 360 (a bis h). Mittelpunktschaltung eines Netzgleichrichters mit ihren Strömen und Spannungen bei ohmscher Belastung

ihr arithmetischer Mittelwert gewählt. Denn erstens kommt es bei den Anwendungen dieser Schaltung in der Schweiß- und Galvanotechnik hauptsächlich auf die

Elektrizitätsmenge an, die mit dem arithmetischen Mittelwert zusammenhängt, und zweitens wird man zur Nachmessung der Gleichstromwerte Drehspulinstrumente benutzen. Auf Grund der in den einzelnen Bildern gezeichneten Kurvenformen sowie der bekannten Zusammenhänge zwischen den arithmetischen und effektiven Mittelwerten der Wechselstromgrößen lassen sich ohne Schwierigkeit für die einzelnen Schaltungen die nachstehenden Beziehungen hinschreiben oder überprüfen.

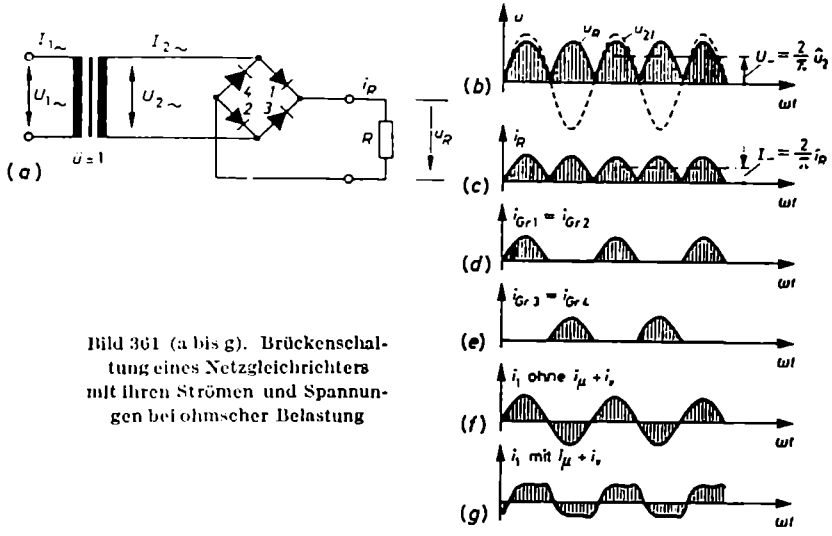


Bild 361 (a bis g). Brückenschaltung eines Netzgleichrichters mit ihren Strömen und Spannungen bei ohmscher Belastung

Bei der Herleitung der Formeln werden die Verluste in den Gleichrichtern und Transformatorwicklungen zunächst außer Betracht gelassen; hinterher werden sie durch entsprechende Zuschläge erfaßt.

α) Einwegschaltung

Sie ist im *Bild 359* zusammen mit den zeitlichen Verläufen der Spannungen und Ströme dargestellt. Hinsichtlich der Spannungen gilt wegen der Halbwellenform

$$U_{-} = \frac{1}{\pi}\,\hat{u}_2 = \frac{1}{\pi}\sqrt{2}\,U_{2\sim} = 0{,}45\,U_{2\sim}$$

oder

$$U_{2\sim} = 2{,}22\,U_{-} \tag{257}$$

Hinsichtlich der Ströme gilt wegen der Halbwellenform zunächst

$$I_{-} = \frac{1}{\pi}\,\hat{\imath}_2$$

oder

$$\hat{\imath}_2 = \pi\,I_{-} \tag{258}$$

Um vom Scheitelwert $\hat{i}_2$ des Halbwellenstromes auf seinen Effektivwert $I_{2\sim}$ zu kommen, muß man den allgemeinen Definitionsansatz einer Wechselgröße

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \hat{i}^2 \sin^2 \omega t \, \mathrm{d}t}$$

beachten. Er liefert im Fall der Einwegschaltung für den Gleichrichterstrom und den Strom in der Sekundärwicklung, weil beide den gleichen zeitlichen Verlauf haben, den Wert

$$I_{2\sim} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/2} \hat{i}^2 \sin^2 \omega t \, \mathrm{d}t} = \hat{i}\sqrt{\frac{1}{T}\left[-\frac{1}{4}\frac{1}{\omega}\sin 2\omega t + \frac{t}{2}\right]_0^{T/2}}$$

oder

$$I_{2\sim} = \frac{\hat{i}}{2} = \frac{1}{2}\pi I_- \tag{259}$$

Daraus folgt

$$I_{2\sim} = 1{,}57\, I_- \tag{260}$$

Sofern in den Anwendungen die Welligkeitsspannung U_w, also der Effektivwert der der Gleichspannung überlagerten Brummspannung, interessiert, kann man diese Größe mit Hilfe der Fourier-Analyse aus dem im Spannungsverlauf steckenden Frequenzgemisch errechnen. Für die Halbwellensinusspannung der Einwegschaltung liefert die Analyse den Ausdruck

$$u = \frac{2}{\pi}\hat{u}\left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4}\cos\omega t + \frac{\cos 2\omega t}{2^2 - 1} - \frac{\cos 4\omega t}{4^2 - 1} + - \cdots\right)$$

Die einzelnen Komponenten haben hierin einen Effektivwert von

$$U_- = \frac{\hat{u}}{\pi}, \qquad U_\omega = \frac{\hat{u}}{2\sqrt{2}}, \qquad U_{2\omega} = \frac{2\hat{u}}{3\pi\sqrt{2}}, \qquad U_{4\omega} = \frac{2\hat{u}}{15\pi\sqrt{2}}$$

oder, wenn man den Scheitelwert $\hat{u}$ durch die Gleichspannung U_- ausdrückt, von

$$U_\omega = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_-, \qquad U_{2\omega} = \frac{2}{3\sqrt{2}}U_-, \qquad U_{4\omega} = \frac{2}{15\sqrt{2}}U_-$$

Hieraus errechnet sich der Effektivwert der Welligkeitsspannung zu

$$U_w = \sqrt{U_\omega^2 + U_{2\omega}^2 + U_{4\omega}^2 + \cdots} = U_-\sqrt{\frac{\pi^2}{8} + \frac{2}{9} + \frac{2}{225}}$$

oder

$$U_w = 1{,}21\, U_- \tag{261}$$

Die Welligkeit w, das Verhältnis U_w/U_- der Welligkeitsspannung zur Gleichspannung, beträgt demnach in der Einwegschaltung 121%. Dies bedeutet, daß die Brummspannung größer als die Gleichspannung ist. Da der Sekundärstrom den

gleichen Halbperiodenverlauf wie die Sekundärspannung hat, gilt für den in ihm steckenden Effektivwert der reinen Wechselstromkomponente das gleiche. Es ist

$$I_{2\sim} = 1{,}21\, I_{-}$$

Bedenkt man, daß ein Transformator keinen Gleichstrom und damit auch nicht die im Sekundärstrom steckende Gleichstromkomponente i_2/π überträgt, so ergibt sich für den Primärstrom – unter (an sich nichtzulässiger) Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes und des Eisenverluststromes – ein Verlauf nach *Bild 359(d)*. Der Primärstrom hat hiernach einen Effektivwert, der sich aus den Effektivwerten der einzelnen Wechselstromkomponenten errechnen läßt und bei einem angenommenen Übersetzungsverhältnis der Spannungen von $\ddot{u} = u_1/u_2 = w_1/w_2 = 1$ zahlenmäßig den gleichen Wert haben muß wie der Welligkeitsstrom $I_{2\sim}$, nämlich

$$I_{1\sim} = 1{,}21\, I_{-} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Effektivwert des Primärstromes ohne} \\ \text{Berücksichtigung der Magnetisierungs-} \\ \text{und Verlustströme} \end{array} \right) \qquad (262)$$

Das Merkwürdige an diesem Resultat ist, daß hiernach der Effektivwert $I_{1\sim}$ des Primärstromes kleiner als der Effektivwert $I_{2\sim} = 1{,}57\, I_{-}$ des Sekundärstromes (Gl. 260) ist; dies kann natürlich physikalisch nicht sein. Das Bild verschiebt sich, sobald man den Magnetisierungsstrom mit in die Betrachtung einschließt. Die Gleichstromkomponente im Sekundärstrom bedeutet eine Vormagnetisierung des Blechkerns. Hierdurch wird die Magnetisierungskennlinie nicht mehr vom Nullpunkt aus symmetrisch nach beiden Seiten durchlaufen. Die Aussteuerung erfolgt unsymmetrisch um einen Arbeitspunkt, der auf dem einen Ast der Kennlinie liegt. Die Magnetisierungsschleife wird auf der einen Seite weiter ins Sättigungsgebiet ausgesteuert als auf der anderen Seite. Dies wirkt sich auf der Primärseite so aus, daß dem Netz zusätzlich zum Nutzstrom ein Magnetisierungsstrom entnommen wird, dessen positive und negative Scheitelwerte $i_{\mu+}$ und $i_{\mu-}$ stark unterschiedlich sind. Zusammen mit dem Verluststrom i_v haben sie einen Verlauf ähnlich *Bild 359(e)*. Primärer Nutzstrom und Magnetisierungsstrom sind so beschaffen, daß ihre Summe einen Wechselstrom ohne Gleichstromkomponente ergibt (*Bild 359f*).

Der Effektivwert des resultierenden Primärstromes kann nicht exakt vorherberechnet werden; man ist auf Abschätzungen angewiesen. Praktisch berücksichtigt man den Einfluß der zusätzlichen Ströme – außer dem Magnetisierungsstrom den Eisenverluststrom – durch einen Stromzuschlagsfaktor K_{IE}, indem man schreibt

$$I_{1\,ges} = K_{IE} \cdot 1{,}21\, I_{-} \qquad (263)$$

K_{IE} hat in der Einwegschaltung einen Wert von etwa 1,42.

β) Mittelpunktschaltung

Hinsichtlich der Spannungen gilt bei Vernachlässigung der Verluste und unter Benutzung der Bezeichnungen vom *Bild 360*

$$U_{-} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{2\sim}\sqrt{2}}{2} = 0{,}45\, U_{2\sim}$$

oder

$$U_{2\sim} = 2{,}22\, U_- \tag{264}$$

Hinsichtlich der Ströme gilt zunächst, wenn man sich das Zeitbild des i_R-Stromes im *Bild 360* (c) ansieht

$$I_- = \frac{2}{\pi}\, \hat{\imath}_R$$

oder

$$\hat{\imath}_R = \frac{\pi}{2}\, I_- \tag{265}$$

Der Gleichstrom wird in der einen Halbperiode von der einen Wicklungshälfte und dem einen Gleichrichter und in der anderen Halbperiode von der anderen Wicklungshälfte und dem anderen Gleichrichter geliefert (*Bild 360d* und *e*). Die einzelnen Gleichrichter und sekundären Wicklungshälften werden daher wie beim Einweggleichrichter jeweils immer nur für eine halbe Periode vom Strom durchflossen. Für die Berechnung des Effektivwertes ist deshalb die gleiche Funktion wie bei der Einwegschaltung maßgeblich, nämlich Gl. (259). Der einzige Unterschied besteht darin, daß in der Mittelpunktsschaltung nach Gl. (265) der Scheitelwert $\hat{\imath}_2$, ausgedrückt durch I_-, nur halb so groß wie in der Einwegschaltung (Gl. 258) ist. Hieraus und aus Gl. (259) folgt

$$I_{2\sim} = \frac{1}{2}\, \hat{\imath}_R = \frac{1}{2}\, \frac{\pi}{2}\, I_- = \frac{\pi}{4}\, I_-$$

Dieser Stromwert gilt sowohl für die Ströme I_{Gr1} und I_{Gr2} durch die einzelnen Gleichrichter als auch für die Ströme I_{21} und I_{22} in den einzelnen Hälften der Sekundärwicklung, also zum Beispiel für die Ermittlung der Stromdichten in ihnen. Man kann also sagen

$$I_{Gr1} = I_{Gr2} = I_{21} = I_{22} = 0{,}79\, I_- \tag{266}$$

Der dem sekundären Belastungsstrom auf der Primärseite entsprechende Primärstrom i_1 ist nach dem *Zeitbild 360* (*f*) ein voller, sich symmetrisch um die Nullinie schlängelnder Sinusstrom. Bei einem angenommenen Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = w_1/w_2 = 1$ für die Spannungen, also für $U_{1\sim}/U_{2\sim} = 1$, ist das Stromübersetzungsverhältnis, da immer nur eine Hälfte der Wicklung ausgenutzt wird, $\ddot{u}_1 = \dfrac{w_1}{w_2/2} = 2$ und damit

$$\frac{\hat{\imath}_1}{\hat{\imath}_2} = \frac{1}{2} \qquad \text{oder} \qquad \hat{\imath}_1 = 0{,}5\, \hat{\imath}_2$$

Führt man nach Gl. (265) für $\hat{\imath}_2$ den zugehörigen Gleichstrom I_- ein, so erhält man

$$\hat{\imath}_1 = \frac{\pi}{4}\, I_-$$

Dieser streng sinusförmig verlaufende Primärstrom hat – unter Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes und des Eisenverluststromes – den Effektivwert

$$I_{1\sim} = \frac{i_1}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \cdot I_-$$

oder

$$I_{1\sim} = 0{,}555\, I_- \tag{267}$$

Bei Berücksichtigung der beiden zusätzlichen Ströme, deren Form wegen des symmetrischen Verlaufs von i_1 und i_2 zwar ebenfalls symmetrisch, aber bei starker Aussteuerung bis in die Nähe der Sättigung keineswegs mehr sinusförmig ist (*Bild 360g*), ergibt sich ein resultierender Strom nach *Bild 360* (*h*); sein Effektivwert läßt sich kaum ganz exakt berechnen. Man arbeitet auch hier mit einem Stromzuschlagsfaktor K_{tM} und schreibt

$$I_{1\,ges} = K_{tM} \cdot 0{,}555\, I_- \tag{268}$$

Der Zuschlagsfaktor hat in dieser Schaltung etwa den Wert $K_{tM} = 1{,}1 \cdots 1{,}2$.

Die Welligkeits- oder Brummspannung ist in den Doppelwegschaltungen geringer als in der Einwegschaltung. Eine ähnliche Ableitung wie dort liefert

$$U_{tc} = 0{,}485\, U_- \tag{269}$$

oder eine Welligkeit von $w = U_w/U_- = 48{,}5\%$.

γ) Brückenschaltung

Sie ist zusammen mit den einzelnen Strömen und Spannungen im *Bild 361* dargestellt. Unter Vernachlässigung der Verluste entnimmt man dem *Bild 361* (*b*) hinsichtlich der Spannungen

$$U_- = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\, U_{2\sim} = 0{,}9\, U_{2\sim}$$

oder

$$U_{2\sim} = 1{,}11\, U_- \tag{270}$$

Hinsichtlich der Ströme gilt nach *Bild 361* (*c*) zunächst

$$I_- = \frac{2}{\pi}\, i_R$$

oder

$$i_R = \frac{\pi}{2}\, I_-$$

Da der Sekundärstrom i_2 in seinem Scheitelwert mit dem des i_R-Stromes übereinstimmt, im übrigen aber ein reiner Sinuswellenstrom ist, ergibt sich für seinen Effektivwert

$$I_{2\sim} = \frac{i_2}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\, I_-$$

oder

$$I_{2\sim} = 1{,}11\, I_- \tag{271}$$

Die Gleichrichterströme haben einen anderen Effektivwert, denn die einzelnen Gleichrichterzweige führen nur einen Halbperiodenstrom. Ihr Effektivwert hat wie in der Einweg- und Mittelpunktsschaltung entsprechend Gl. (259) und (266) den Wert

$$I_{Gr1} = I_{Gr2} = I_{Gr3} = I_{Gr4} = \frac{\hat{\imath}}{2} = \frac{\pi}{4} I_{-}$$

oder

$$\boldsymbol{I_{Gr} = 0{,}79\, I_{-}} \tag{272}$$

Bei einem angenommenen Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = U_{1\sim}/U_{2\sim} = w_1/w_2 = 1$ hat der Primärstrom i_1 die gleiche Größe und Form wie der Sekundärstrom (*Bild 361f*). Mithin hat er auch den gleichen Effektivwert, nämlich

$$I_{1\sim} = 1{,}11\, I_{-} \tag{273}$$

Dies gilt unter Vernachlässigung der Verluströme. Bei ihrer Berücksichtigung nimmt i_1 den im *Bild 361 (g)* skizzierten Verlauf an. Für den Effektivwert dieses Gesamtstromes setzt man an

$$\boldsymbol{I_{1ges} = K_{iB} \cdot 1{,}11\, I_{-}} \tag{274}$$

Der Zuschlagsfaktor K_{iB} hat in der Brückenschaltung etwa den Wert $1{,}1 \cdots 1{,}2$.

Da die Ausgangsspannung der Brückenschaltung den gleichen zeitlichen Verlauf wie in der Mittelpunktsschaltung zeigt, ist ihr Brummspannungsanteil ebensogroß wie dort, nämlich

$$\boldsymbol{U_{ue} = 0{,}485\, U_{-}} \qquad \text{oder} \qquad w = 48{,}5\,\%$$

Die *Tabelle 11* stellt die bisherigen Ergebnisse für den Netzgleichrichter mit reiner Widerstandsbelastung zusammen; sie enthält über die mathematisch abgeleiteten Beziehungen hinaus noch einige weitere Daten. So benötigt man für die Berechnung des Übersetzungsverhältnisses und der sekundären Windungszahl die sekundäre Leerlaufspannung U_{2l}. Sie ist um die Spannungsverluste in der Sekundärwicklung größer als im Betrieb. Bei ihrer Festlegung müssen außerdem die Spannungsfälle in den Gleichrichtern beachtet werden. Beim Vorentwurf der ganzen Schaltung lassen sich diese Spannungsverluste nur schätzen und durch einen Zuschlagsfaktor K_u berücksichtigen.

Während der wirkliche Sekundärstrom mit dem hier formelmäßig aus I_{-} hergeleiteten Wert übereinstimmt, gilt dies nicht für den Primärstrom $I_{1\sim}$. Erstens muß bei seiner tatsächlichen Größe das Übersetzungsverhältnis berücksichtigt werden, und zweitens gehen in seinen wirklichen Wert der Magnetisierungsstrom und die Eisenverluströme ein. Wegen der Nichtsinusförmigkeit dieser Zusatzströme und der ganzen komplizierten Zusammenhänge läßt sich der Betriebswert des Primärstromes nicht genau vorherberechnen, sondern unter Einführung des schon benutzten Stromzuschlagsfaktors K_i nur angenähert angeben.

Die in der Tabelle gemachten Angaben über die primären und sekundären Transformatorleistungen sind rein formale. Es handelt sich um Scheinleistungen, er-

mittelt aus den Effektivwerten der Transformatorströme und -spannungen. Der arithmetische Mittelwert aus der Primär- und Sekundärleistung wird als Typenleistung P_T bezeichnet. Die Typenleistung ist die Größe, nach der der Transformatorkern und Transformatortyp ausgesucht werden (siehe *Tabelle 11*).

		Einweg-schaltung E	Mittelpunkt-schaltung M	Brücken-schaltung B
Sekundärspannung $U_{2\sim}$	(eff)	$2{,}22\,U_-$	$2{,}22\,U_-$	$1{,}11\,U_-$
Sekundäre Leerlaufspannung U_{2l}	(eff)	$K_u \cdot 2{,}22\,U_-$	$K_u \cdot 2{,}22\,U_-$	$K_u \cdot 1{,}11\,U_-$
Sekundärer Trafostrom $I_{2\sim}$	(eff)	$1{,}57\,I_-$	$0{,}79\,I_-$	$1{,}11\,I_-$
Strom im Gleichrichterzweig $I_{\ddot{u}}$	(eff)	$1{,}57\,I_-$	$0{,}79\,I_-$	$0{,}79\,I_-$
Welligkeitsspannung U_w	(eff)	$1{,}21\,U_-$	$0{,}49\,U_-$	$0{,}49\,U_-$
Frequenz der Welligkeit	(Hz)	50	100	100
Sekundäre Trafoscheinleistung $P_2 = I_2 U_{2l}$	(VA)	$K_u \cdot 3{,}49\,P_-$	$K_u \cdot 1{,}75\,P_-$	$K_u \cdot 1{,}23\,P_-$
Primärspannung $U_{1\sim}$ bei $\ddot{u} = 1$	(eff)	U_{2l}	U_{2l}	U_{2l}
Primärstrom $I_{1\sim}$ ohne Verluste; $\ddot{u} = 1$	(eff)	$1{,}21\,I_-$	$0{,}555\,I_-$	$1{,}11\,I_-$
Primärstrom mit Verlusten $I_{1\,ges}$; $\ddot{u} = 1$		$K_{lE} \cdot 1{,}21\,I_-$	$K_{lM} \cdot 0{,}555\,I_-$	$K_{lB} \cdot 1{,}11\,I_-$
Primäre Trafoscheinleistung $P_1 = I_{1\,ges} U_{1\sim}$	(VA)	$K_u K_l \cdot 2{,}69\,P_-$	$K_u K_l \cdot 1{,}23\,P_-$	$K_u K_l \cdot 1{,}23\,P_-$
Mittlere Typenleistung $P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$		$K_u \frac{K_{lE}+1{,}3}{2} 2{,}69\,P_-$	$K_u \frac{K_{lM}+1{,}41}{2} 1{,}23\,P_-$	$K_u \frac{K_{lB}+1}{2} 1{,}23\,P_-$
Sperrbeanspruchung des einzelnen Gleichrichterzweiges $\hat{u}_{s\ddot{u}}$		$\sqrt{2}\,U_{2l}$	$\sqrt{2}\,U_{2l}$	$\sqrt{2}\,U_{2l}$

Tabelle 11. Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen der Netzgleichrichterschaltungen mit reiner Wirkwiderstandsbelastung

b) Belastung mit Gegenspannung (Pufferbetrieb)

Diese Belastungsart liegt vor, wenn der Gleichrichter einen Verbraucher mit Gegenspannung speist, zum Beispiel eine Batterie oder eine Nebenschlußmaschine. Als Beispiel ist im *Bild 362* eine Einweggleichrichterschaltung mit einer Gegenspan-

nungsbatterie dargestellt. Der Gleichrichter läßt nur in den Momenten einen Strom durch, in denen die gleichzurichtende Spannung die konstante Gegenspannung übersteigt. Während im Fall reiner Widerstandsbelastung die „Stromflußzeit" durch den Gleichrichter praktisch eine halbe Periode oder, im Winkelmaß ausgedrückt, 180° oder π beträgt, findet bei Belastung mit Gegenspannung eine starke Stromflußzeitverkürzung statt. Ihr genauer Wert 2α – siehe *Bild 362* (*b*) – hängt von der Annäherung der Gegenspannung an den Scheitelwert der Wechselspannung ab.

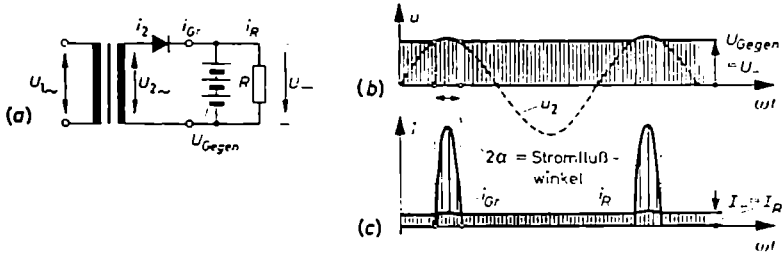


Bild 362 (a bis c). Einwegnetzgleichrichter bei Belastung durch Gegenspannung

Da der arithmetische Mittelwert des Verbraucherstromes I_R, der praktisch mit I_- übereinstimmt, gleich dem arithmetischen Mittelwert des stark impulsartigen Stromes i_{Gr} durch den Gleichrichter sein muß – die insgesamt durch den Verbraucher geflossene Elektrizitätsmenge muß ja letztlich gleich der durch die Gleichrichteranordnung hindurchgetretenen Ladungsmenge sein –, kann der Spitzenwert i_{Gr} des Gleichrichterstromes sehr hohe Werte annehmen. Die Stromspitze ist um so höher, je kleiner der Stromflußwinkel 2α ist, das heißt, in je kürzerer Zeit die erforderliche Elektrizitätsmenge durch den Gleichrichter hindurch muß. Der impulsartige Verlauf des Gleichrichter- und Transformatorstromes bringt es mit sich, daß sein Effektivwert $I_{2\sim} = I_{Gr}$ wegen der quadratischen Bewertung der einzelnen Momentanwerte wesentlich höher als der Effektivwert I_- des Gleichstroms ist. Da die gleichen Probleme auch bei der Belastung mit Kondensator und Widerstand auftreten, soll die größenmäßige Untersuchung der Ströme erst im nächsten Abschnitt erfolgen.

c) Belastung mit Kondensator und Widerstand

α) Spannungsverhältnisse

Je nach der Größe von Kondensator und Widerstand, also je nach der Größe der Zeitkonstante $\tau = CR$, ähnelt dieser Fall mehr dem mit Gegenspannung oder dem mit Widerstandsbelastung. Bei großem C und geringer Strombelastung ist die Spannung fast vollständig eingeglättet. Sofern man von den Verlusten im Gleichrichter absieht, ist sie gleich dem Scheitelwert der sekundären Klemmenspannung des Transformators. Bei größeren Belastungen geht die Gleichspannung zurück. Sie

tut dies einmal wegen der anwachsenden Spannungsverluste im Gleichrichter und Transformator. In der Hauptsache rührt der Rückgang aber daher, daß der Pufferkondensator nicht mehr in der Lage ist, während der Sperrzeiten des Gleichrichters die erforderliche Ladungsmenge ohne nennenswerten Spannungsrückgang abzu-

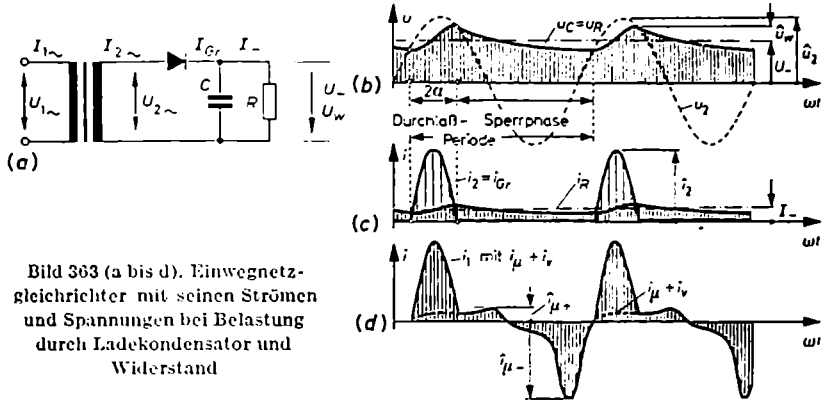


Bild 363 (a bis d). Einwegnetzgleichrichter mit seinen Strömen und Spannungen bei Belastung durch Ladekondensator und Widerstand

geben. Wie die *Bilder 363* und *364* zeigen, ändert sich die Spannung am Kondensator und Verbraucher während der Sperrzeit nach einer e-Funktion und während der Durchlaßzeit nach einer ziemlich verwickelten Funktion. Eine Analyse des Spannungsverlaufes ergibt, daß neben der Gleichspannungskomponente eine nicht mehr sinusförmige Brummspannung auftritt.

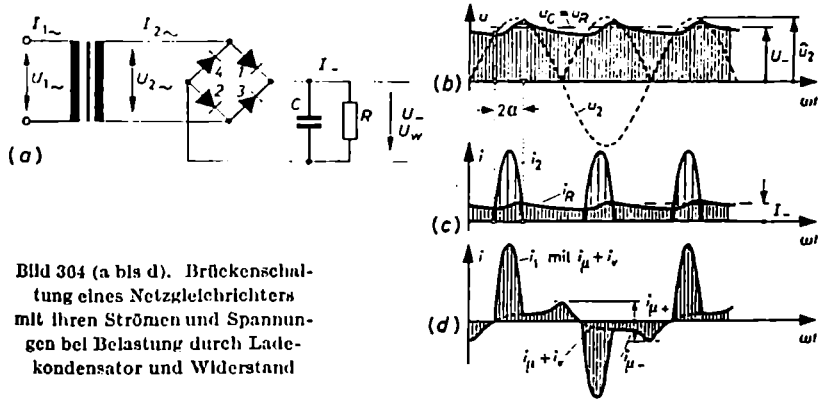


Bild 364 (a bis d). Brückenschaltung eines Netzgleichrichters mit ihren Strömen und Spannungen bei Belastung durch Ladekondensator und Widerstand

Einen einigermaßen genauen Anhaltspunkt für den zahlenmäßigen Zusammenhang zwischen der sekundären Wechselspannung $U_{2\sim}$ und der in der nicht völlig eingeglätteten Ausgangsspannung steckenden Gleichspannungskomponente U_- erhält man über die Stromflußzeiten. Man nähert den komplizierten Spannungsver-

lauf am Ladekondensator durch Geraden an (*Bild 365*) und kann dann für die Gleichspannungskomponente ansetzen

$$U_- = \frac{U_a + U_b}{2} = \frac{\hat{u}_2 \cos[-(\alpha + \delta)] + \hat{u}_2 \cos(\alpha - \delta)}{2}$$

$$= \frac{\hat{u}_2}{2}[\cos(\alpha + \delta) + \cos(\alpha - \delta)]$$

$$= \frac{\sqrt{2}\,U_{2\sim}}{2} \cdot 2\cos\alpha \cdot \cos\delta$$

oder

$$U_- = 1{,}41 \cos\alpha \cdot \cos\delta \cdot U_{2\sim} \tag{275}$$

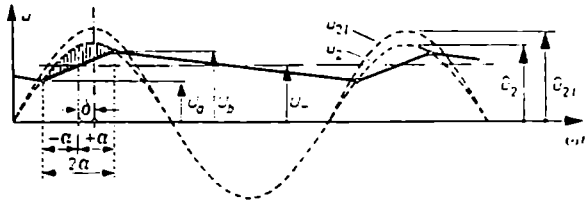


Bild 365. Zur Berechnung der Stromflußzeiten 2α

Der Winkel δ charakterisiert die Unsymmetrie in der Lage des Stromflußwinkels 2α gegenüber dem Zeitmoment des Scheitelwertes der Transformatorspannung. Die Größe des Stromflußwinkels hängt vom Anstieg der Spannung am Ladekondensator ab. Bei den heute verwendeten großen Kapazitätswerten ist δ so klein, daß man den Kosinus dieses Winkels praktisch gleich 1 setzen kann. Damit liefert Gl. (275) für die Sekundärspannung in ihrer Abhängigkeit von der verlangten Gleichspannung und dem Stromflußwinkel in der

Einwegschaltung	$U_{2\sim} = 0{,}71 \dfrac{1}{\cos\alpha} \cdot U_-$	(276)
Mittelpunktsschaltung	$U_{2\sim} = 1{,}41 \dfrac{1}{\cos\alpha} \cdot U_-$	(277)
Brückenschaltung	$U_{2\sim} = 0{,}71 \dfrac{1}{\cos\alpha} \cdot U_-$	(278)

Der Faktor $1/\cos\alpha$ erfaßt, wie *Bild 365* in dem Unterschied zwischen $\hat{u}_{21}$ und $\hat{u}_2$ veranschaulicht, noch nicht die Spannungsverluste in den Wicklungs- und Gleichrichterwiderständen, sondern nur die Unvollkommenheiten in den Auf- und Entladevorgängen des Kondensators. Die Aufladezeitkonstante soll möglichst klein sein. Sie hat den endlichen Wert CR_i, wobei R_i den Innenwiderstand der Speiseseite darstellt und im wesentlichen aus R_{Gr}, R_{w2} und $R_{w1}/\ddot{u}^2$ besteht. Dadurch bleibt die u_C-Kurve beim Aufladen hinter der i_2-Kurve zurück, das heißt, es tritt zwischen u_C und i_2 eine Art Phasenverschiebung auf. Die Entladezeitkonstante sollte möglichst groß sein, damit die u_C-Spannung in den Sperrzeiten nur unwesentlich zurück-

geht. Sie kann aber aus wirtschaftlichen Gründen nicht so groß gewählt werden, wie es wünschenswert ist.

Die Spannungsverluste in den Innenwiderständen der Wicklungen und Gleichrichter berücksichtigt man beim Vorentwurf durch einen Zuschlagsfaktor K_u in der Größenordnung von 1,1···1,15. Da die in der Praxis auftretenden Stromflußwinkel 2α zwischen 60° und 90° liegen und dafür $\cos\alpha$ Werte zwischen 0,866 und 0,707 annimmt, ergibt sich für die Größe von U_{2l} in der

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Einwegschaltung} & U_{2l} = K_u \cdot 0{,}82\, U_- \ldots K_u\, U_- \\ \text{Mittelpunktsschaltung} & U_{2l} = K_u \cdot 1{,}64\, U_- \ldots K_u \cdot 2\, U_- \\ \text{Brückenschaltung} & U_{2l} = K_u \cdot 0{,}82\, U_- \ldots K_u\, U_- \end{array}\right\} \quad (279)$$

β) Stromverhältnisse auf der Sekundärseite

Hinsichtlich der Größe der Sekundärströme in den Schaltungen mit Eingangskondensator werden folgende Überlegungen angestellt: Man nähert den im *Bild 363* (c) für die Einwegschaltung skizzierten und im *Bild 366* gesondert herausgezogenen glockenartigen Verlauf des Gleichstroms i_{Gr} in bezug auf eine durch seinen Scheitel gehende Koordinatenachse im Bereich von $-\alpha < \omega t < +\alpha$ durch eine cos-Funktion der Form

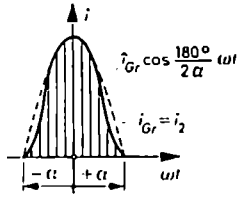


Bild 366. Die cos-Kurve als Ersatz für die Glockenkurve der Stromimpulse eines Netzgleichrichters mit Ladekondensator

$$i_{Gr} = \hat{i}_{Gr} \cos \frac{180°}{2\alpha}\, \omega t$$

an. Dieser Ausdruck nimmt, wie es sein muß, für $\omega t = \pm\alpha$ den Wert $\cos\frac{180°}{2\alpha}\alpha = 0$ an. Desgleichen nähert man den i_R-Strom durch seine Gleichstromkomponente I_- an. Auf Grund der Bedingung, daß die durch den Gleichrichter und den Verbraucher transportierten Elektrizitätsmengen einander gleich sein müssen, läßt sich der Ansatz machen

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} i_{Gr}\, \mathrm{d}(\omega t) = \int_0^T i_R\, \mathrm{d}t = \int_0^{2\pi} i_R\, \mathrm{d}(\omega t)$$

Nach dem Einsetzen der Werte von i_{Gr} und i_R erhält man

$$\hat{i}_{Gr} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos \frac{180°}{2\alpha}\, \omega t \cdot \mathrm{d}(\omega t) = I_- 2\pi$$

oder

$$\hat{\imath}_{Gr} \frac{2\alpha}{180^\circ} \sin \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \Big|_{-\alpha}^{+\alpha} = 2\pi I_-$$

oder

$$\hat{\imath}_{Gr} \frac{2\alpha}{180^\circ} [1 - (-1)] = 2\pi I_-$$

Hieraus errechnet sich der Scheitelwert des Gleichrichterstromes zu

$$\hat{\imath}_{Gr} = \frac{180^\circ}{2\alpha} \pi I_- \tag{280}$$

Für die in der Praxis auftretenden Stromflußwinkel von $2\alpha = 60^\circ \cdots 90^\circ$ wird

$$\hat{\imath}_{Gr} = (9{,}4 \cdots 6{,}3)\, I_-$$

Man sieht, die impulsartigen Aufladeströme erreichen Scheitelwerte, die um ein beträchtliches Vielfaches über den entnommenen Gleichströmen liegen. Dies ist besonders hinsichtlich der Katodenbelastung von Röhrengleichrichtern zu beachten. Der Effektivwert dieses hohen Spitzenstromes stimmt auch nicht angenähert mehr mit dem Effektivwert des Gleichstroms I_- überein. Seine Größe muß aus dem allgemeinen Ansatz für den Effektivwert hergeleitet werden. Es gilt

$$I_{Gr}^2 = \frac{\hat{\imath}_{Gr}^2}{360^\circ} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos^2 \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \, \mathrm{d}(\omega t)$$

$$= \frac{\hat{\imath}_{Gr}^2}{360^\circ} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \frac{1}{2} \left[1 + \cos 2 \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t\right] \mathrm{d}(\omega t)$$

$$= \frac{\hat{\imath}_{Gr}^2}{360^\circ} \left[\int_{-\alpha}^{+\alpha} \frac{1}{2} \, \mathrm{d}(\omega t) + \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos 2 \frac{180^\circ}{2\alpha} \omega t \, \mathrm{d}(\omega t)\right]$$

$$= \frac{\hat{\imath}_{Gr}^2}{360^\circ} (\alpha + 0)$$

Führt man hier nach Gl. (280) an Stelle des Scheitelwertes den zugehörigen Gleichstrom ein, erhält man nach kurzer Umformung

$$I_{Gr} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_-$$

Dies gilt für die Einwegschaltung. Da in ihr der Strom durch den Gleichrichter identisch mit dem Strom durch die Sekundärwicklung ist, kann man schreiben

$$\text{Einwegschaltung} \qquad I_{2\sim} = I_{Gr} = 1{,}57 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_- \tag{281}$$

Führt man ähnliche Überlegungen und Rechnungen für die beiden Doppelwegschaltungen durch, ergibt sich für die

$$\text{Mittelpunktsschaltung} \quad I_{2\sim} = I_{Gr} = 0{,}79 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\, I_- \tag{282}$$

und die

$$\text{Brückenschaltung} \quad I_{Gr} = 0{,}79 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\, I_- \tag{283}$$

$$I_{2\sim} = 1{,}11 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\, I_- \tag{284}$$

In der Brückenschaltung ergeben sich für den Gleichrichterstrom und den Transformatorstrom um den Faktor $\sqrt{2}$ unterschiedliche Werte. Nach *Bild 364 (a)* fließt der Sekundärstrom während der einen Periodenhälfte über die Gleichrichter *Gr 1* und *2* und während der anderen Periodenhälfte über *Gr 3* und *4*. Arithmetisch betrachtet, ist damit der Strom in den einzelnen Gleichrichtern nur halb so groß wie in der Sekundärwicklung. Mithin ist für den Effektivwert von $I_{2\sim}$ der Ansatz zu machen

$$I_{2\sim} = \sqrt{I_{Gr\,1,2}^2 + I_{Gr\,3,4}^2} = \sqrt{2\, I_{Gr}^2}$$

Er liefert

$$I_{2\sim} = \sqrt{2}\, I_{Gr}$$

Um eine Vorstellung von der Größenordnung der Effektivwerte zu erhalten, sollen in Gl. (281) bis (284) dem Stromflußwinkel 2α wieder die Werte 60° und 90° erteilt werden. Man erhält dann in der

Einwegschaltung	$I_{2\sim} = I_{Gr} = (2{,}72 \cdots 2{,}22)\, I_-$
Mittelpunktsschaltung	$I_{2\sim} = I_{Gr} = (1{,}36 \cdots 1{,}11)\, I_-$
Brückenschaltung	$I_{Gr} = (1{,}36 \cdots 1{,}11)\, I_-$
	$I_{2\sim} = (1{,}93 \cdots 1{,}57)\, I_-$

γ) Primärströme

Während die Primär- und Sekundärspannungen eines Transformators wegen der Niederohmigkeit des Starkstromnetzes praktisch sinusförmig und bei einem ü von Eins und Leerlauf gleich groß sind, trifft dies für die Ströme nicht mehr zu. Der Primärstrom zeigt, wie es *Bild 363 (d)* für die Einwegschaltung und *Bild 364 (d)* für die Brückenschaltung wiedergibt, einen wesentlich komplizierteren Verlauf als der Sekundärstrom. Die Primärstromkurve enthält, deutlich erkennbar, den impulsartigen Sekundärstrom. Ihm sind der Magnetisierungs- und Hystereseverluststrom überlagert. Wenn der Netztransformator unbelastet ist, haben die beiden zuletzt genannten Ströme in der Brücken- und Mittelpunktsschaltung den im *Bild 360 (g)* durch eine ausgezogene Kurve und im *Bild 364 (d)* zum Teil gestrichelt angegebenen Verlauf.

In der Mittelpunkts- und in der Brückenschaltung addieren sich der Belastungsstrom $i_{1\,B} = i_{2\sim}$, der Magnetisierungsstrom- und der Hystereseverluststrom bei

einem $\ddot{u}$ von Eins direkt, so daß die im *Bild 361 (d)* ausgezogene Stromkurve entsteht; dies gilt nicht für die Einwegschaltung. Während in der Brückenschaltung durch die Sekundärwicklung als Nutzströme Stromstöße wechselnder Richtung, aber gleicher Amplitude, fließen, die keine Vormagnetisierung des Blechkerns hervorrufen, werden der Sekundärwicklung in der Einwegschaltung Stromstöße stets gleicher Richtung entnommen (*Bild 363c*). Hierdurch weist der Sekundärstrom eine deutliche Gleichstromkomponente auf, die eine Vormagnetisierung des Blechkerns hervorruft. Die Magnetisierungskennlinie wird hier nicht mehr vom Nullpunkt aus nach beiden Seiten symmetrisch durchlaufen. Die Aussteuerung erfolgt unsymmetrisch um einen Arbeitspunkt, der entsprechend der Gleichstromdurchflutung auf dem einen Ast der Kennlinie liegt. Die Magnetisierungskennlinie wird dadurch auf der einen Seite wesentlich weiter in das Sättigungsgebiet ausgesteuert als auf der anderen Seite. Dies wirkt sich auf der Primärseite so aus, daß dem Netz ein Magnetisierungsstrom entnommen wird, dessen positive und negative Spitzenwerte $\hat{\imath}_{\mu+}$ beziehungsweise $\hat{\imath}_{\mu-}$ große Unterschiede zeigen (*Bild 363d*). Im ganzen betrachtet, ist der Primärstrom in der Einwegschaltung zum Schluß so geformt, daß die Summe aus Belastungsstrom, Magnetisierungsstrom und Hystereseverluststrom einen reinen Wechselstrom ohne Gleichstromkomponente ergibt; dies muß deshalb so sein, weil der Transformator keinen Gleichstrom übertragen kann.

Der zusätzliche Magnetisierungs- und Verluststrom bewirkt eine Zunahme des Effektivwertes des Primärstromes gegenüber dem Sekundärstrom, vor allem im Fall der Einwegschaltung. Rechnerisch ist diese Zunahme kaum genau zu erfassen; man ist auf Abschätzungen angewiesen. Praktisch berücksichtigt man diese Ströme durch den Stromzuschlagsfaktor K_i. Nach Untersuchungen von *Kühn* [28] hat dieser Faktor in der Einwegschaltung mit Kondensatorbelastung einen Wert von $K_{iE} = 1{,}42$. In der Brücken- und Mittelpunktsschaltung kann man, da hier die starke Unsymmetrie wegfällt, mit einem $K_{iB} = K_{iM} = 1{,}1 \cdots 1{,}2$ rechnen.

Hiermit können jetzt die Berechnungsformeln für die Primärströme angegeben werden. Bei einem Übersetzungsverhältnis der Spannungen von $\ddot{u} = 1$ ist in der

Einwegschaltung
$$I_{1\sim} = K_{iE} I_{2\sim} = 1{,}42 \cdot 1{,}57 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} = 2{,}23 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} \qquad (285)$$

Mittelpunktsschaltung
$$I_{1\sim} = K_{iM} \frac{I_{2\sim}}{\sqrt{2}} = 1{,}15 \cdot \frac{0{,}79}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} = 0{,}64 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} \qquad (286)$$

Brückenschaltung
$$I_{1\sim} = K_{iB} I_{2\sim} = 1{,}15 \cdot 1{,}11 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} = 1{,}27 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \cdot I_{-} \qquad (287)$$

In der Formel für die Mittelpunktsschaltung taucht, abweichend von den beiden anderen Formeln, der Faktor $1/\sqrt{2}$ auf. Dies hat seinen Grund darin, daß hier der Sekundärstrom jeweils immer nur eine Hälfte der Sekundärwicklung durchfließt. Hierdurch wird gewissermaßen $\ddot{u}_i = 2$ und damit

$$\hat{\imath}_1 = 0{,}5\, \hat{\imath}_2$$

Dafür fließt aber in der Primärwicklung in jeder Halbperiode und nicht, wie auf der Sekundärseite, in der einzelnen Halbwicklung nur jede zweite Halbperiode ein Strom. Berücksichtigt man dies bei der Effektivwertsberechnung, kommt der Wurzelfaktor heraus. Für ein beliebiges Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ und unter der Annahme eines Stromflußwinkels von $2\alpha = 60° \cdots 90°$ ergeben sich folgende Werte in der

Einwegschaltung $\quad I_{1\sim} = \frac{1}{\ddot{u}} (3{,}84 \cdots 3{,}14)\, I_-$

Mittelpunktsschaltung $\quad I_{1\sim} = \frac{1}{\ddot{u}} (1{,}11 \cdots 0{,}91)\, I_-$

Brückenschaltung $\quad I_{1\sim} = \frac{1}{\ddot{u}} (2{,}22 \cdots 1{,}82)\, I_-$

δ) Welligkeit der gleichgerichteten Spannung

Die von der Gleichrichterschaltung am Ladekondensator und Verbraucher aufgebaute Spannung ist in den meisten Fällen noch keine ganz reine Gleichspannung. Vor allem bei großer Stromentnahme ist der Gleichspannung eine starke Welligkeitsspannung überlagert. Die Grundfrequenz der Brummspannung ist in der Einwegschaltung gleich der Netzfrequenz und in den Doppelwegschaltungen doppelt so groß.

Der Effektivwert der Welligkeitsspannung läßt sich nur schwer exakt angeben. Er hängt in recht komplizierter Weise von der Stromentnahme und dem Ladekondensator ab. Je größer C und je kleiner der entnommene Strom I_- ist, desto geringer ist die Welligkeit. An Stelle einer exakten Berechnung benutzt man in der Praxis Näherungsformeln. Sie lauten in der Form von Zahlenwertsgleichungen, wenn man den Strom I_- in mA und die Kapazität C in µF beziehungsweise die Welligkeitsspannung U_w in V einsetzt oder mißt, in der

Einwegschaltung $\quad U'_w \approx \frac{5\, I_-}{C}$ (288)

Mittelpunkts- und Brückenschaltung $\quad U'_w \approx \frac{2\, I_-}{C}$ (289)

In der *Tabelle 12* sind die für die Berechnung und den Entwurf von Netzgleichrichtern mit Pufferkondensatoren wichtigsten mathematischen Beziehungen zusammengestellt; in ihr sind wieder für die Leistungen die formalen Produkte aus den sekundären beziehungsweise primären Strömen und Spannungen eingetragen. Es handelt sich auch hier um Scheinleistungen ohne direkte physikalische Bedeutung, denn sie wurden ja nicht aus den Momentanleistungen errechnet. Trotzdem ist es üblich, diese Scheinleistungen zur Bestimmung der erforderlichen Größe des Transformatorkerns heranzuziehen. Wo die primären und sekundären Leistungen voneinander abweichen, was sich nach dem Vorhergehenden ohne weiteres aus den unterschiedlichen Stromverläufen erklärt, wird wieder eine Typenleistung P_T eingeführt, die als Mittelwert der sekundären und primären Scheinleistungen definiert ist.

	Einweg-schaltung E	Mittelpunkt-schaltung M	Brücken-schaltung B
Sekundärspannung $U_{2\sim}$ (eff)	$\frac{0{,}71}{\cos\alpha}\,U_-$	$\frac{1{,}41}{\cos\alpha}\,U_-$	$\frac{0{,}71}{\cos\alpha}\,U_-$
Sekundäre Leerlauf-spannung U_{2l} (eff)	$K_u\,U_{2\sim}$	$K_u\,U_{2\sim}$	$K_u\,U_{2\sim}$
Sekundärer Trafostrom $I_{2\sim}$ (eff)	$1{,}57\,\sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\,I_-$	$0{,}79\,\sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\,I_-$	$1{,}11\,\sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\,I_-$
Strom im Gleichrichter-zweig I_{Gr} (eff)	$I_{2\sim}$	$I_{2\sim}$	$\frac{I_{2\sim}}{\sqrt{2}}$
Welligkeitsspannung U'_w in V (eff)	$5\,\frac{I_-/\mathrm{mA}}{C/\mu\mathrm{F}}$	$2\,\frac{I_-/\mathrm{mA}}{C/\mu\mathrm{F}}$	$2\,\frac{I_-/\mathrm{mA}}{C/\mu\mathrm{F}}$
Frequenz der Welligkeit (Hz)	50	100	100
Sekundäre Trafoschein-leistung $P_2 = U_{2l} I_{2\sim}$ (VA)	$K_u \cdot 2{,}22\,P_-$	$K_u \cdot 2{,}22\,P_-$	$K_u \cdot 1{,}57\,P_-$
Primärspannung $U_{1\sim}$; $\ddot{u} = 1$ (eff)	U_{2l}	U_{2l}	U_{2l}
Primärstrom $I_{1\,\mathrm{ca}}$; $\ddot{u} = 1$ (eff)	$K_{fE}\,I_{2\sim}$	$K_{fM}\,\frac{I_{2\sim}}{\sqrt{2}}$	$K_{fB}\,I_{2\sim}$
Primäre Trafoschein-leistung $P_1 = U_{1\sim}\,I_{1\,\mathrm{ca}}$ (eff)	$K_u\,K_{fE}\,2{,}22\,P_-$	$K_u\,K_{fM}\,1{,}57\,P_-$	$K_u\,K_{fB}\,1{,}57\,P_-$
Mittlere Typenleistung $P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$ (VA)	$K_p\,2{,}22\,P_-$	$K_p\,1{,}57\,P_-$	$K_p\,1{,}57\,P_-$
Zuschlagsfaktor K_p	$K_u\,\frac{K_{fE} + 1}{2}$	$K_u\,\frac{K_{fM} + 1{,}41}{2}$	$K_u\,\frac{K_{fB} + 1}{2}$
Sperrbeanspruchung des einzelnen Gleichrichter-zweiges $\hat{u}_{sp}$ (V)	$2\,\sqrt{2}\,U_{2l}$	$\sqrt{2}\,U_{2l}$	$\sqrt{2}\,U_{2l}$

Tabelle 12. Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen der Netzgleichrichterschaltungen mit Kondensatorbelastung

Bei der Berechnung des Produktes von $U_{2l}\,I_{2\sim}$ tritt der Faktor $\frac{1}{\cos\alpha}\sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}$ auf. Wie man sich leicht überzeugt, hat dieser Ausdruck für $2\alpha = 60°$ oder $90°$ genau den Wert 2 und für die übrigen Stromflußwinkel zwischen 50° und 100° Werte sehr nahe an 2. Berücksichtigt man dies bei der Leistungsberechnung, ergeben sich die in der Tabelle angegebenen einfachen Formeln ohne α.

d) Belastung mit Glättungsdrossel

Die Schaltung mit Drosseleingang, wie sie *Bild 367* (*a*) für eine Mittelpunktsschaltung zeigt, verhält sich hinsichtlich der Spannung hinter dem Gleichrichter ähnlich der reinen Widerstandsbelastung. Während der Ladekondensator in den Schaltungen mit Kondensatoreingang die Spannung konstantzuhalten sucht, strebt

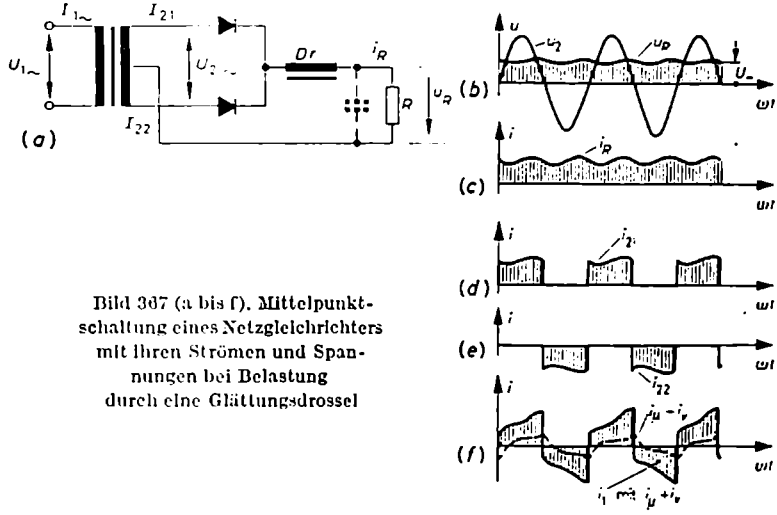


Bild 367 (a bis f). Mittelpunktschaltung eines Netzgleichrichters mit ihren Strömen und Spannungen bei Belastung durch eine Glättungsdrossel

die Drossel danach, den vom Gleichrichter angelieferten Strom einzuebnen; sie setzt jeder Stromänderung einen Widerstand entgegen. Bei unendlich großer Drosselinduktivität muß der Strom durch den Gleichrichter, die Transformatorwicklung und den Verbraucher völlig konstant sein. Bei endlicher Induktivität ist die Einglättung nicht vollkommen. Auf jeden Fall gibt es bei Schaltungen mit Drosseleingang nicht die starken, impulsartigen Stromspitzen, wie sie die Schaltungen mit Kondensatoreingang zeigen. Die *Bilder 367* (*b* bis *f*) zeigen die Strom- und Spannungsverläufe an den verschiedenen Stellen der Schaltung. Man erkennt deutlich die periodische Kommutierung des Stromes von dem einen Gleichrichterweg auf den anderen. Der Stromflußwinkel beträgt 180°. Es ist verständlich, daß der konstante Strom die Katoden der Gleichrichterröhren wesentlich geringer beansprucht als der impulsartige Strom der C-Schaltungen.

Die Schaltung mit Drosseleingang wird gern bei Kraftverstärkern mit schwankendem Strombedarf, hauptsächlich also bei den AB- und B-Verstärkern sowie den Sendeverstärkern angewendet. Man erteilt hier der Drossel nach einer Faustformel einen Wert von

$$L\,[\mathrm{H}] = \frac{U_-\,[\mathrm{V}]}{I_{-\mathrm{min}}\,[\mathrm{mA}]}$$

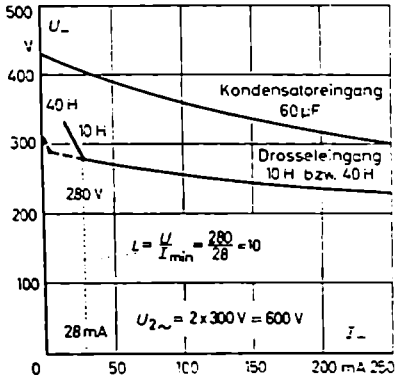


Bild 368. Grundsätzlicher Verlauf der Belastungskennlinien eines Netzgleichrichters bei Kondensator- und Drosseleingang der Verbraucherschaltung

$I_{-\min}$ kennzeichnet den kleinsten vorkommenden Betriebsstrom. Es zeigt sich, wie auch aus *Bild 368* hervorgeht, daß bei einer nach dieser Formel bemessenen Induktivität die Belastungskennlinie $U_- = f(I_-)$ unterhalb des angesetzten $I_{-\min}$-Wertes einen scharfen Knick nach oben macht, bei höheren Strömen aber nur verhältnismäßig flach abfällt.

Der Drosseleingang hat den Nachteil, daß die abgegebene Gleichspannung im ganzen niedriger als in der Schaltung mit Kondensatoreingang ist, aber den Vorzug, daß ihre Belastungskennlinie flacher verläuft. Die abgegebene Gleichspannung ist nicht so belastungsabhängig wie die mit

		Mittelpunktschaltung M	Brückenschaltung B
Sekundärspannung $U_{2\sim}$	(eff)	2,22 U_-	1,11 U_-
Sekundäre Leerlaufspannung U_{2l}	(eff)	K_u 2,22 U_-	K_u 1,11 U_-
Sekundärer Trafostrom $I_{2\sim}$	(eff)	0,71 I_-	1,0 I_-
Strom im Gleichrichterzweig I_G	(eff)	0,71 I_-	0,71 I_-
Welligkeitsspannung U'_w	(eff)	0,8 U_-	0,6 U_-
Sekundäre Trafoscheinleistung $P_2 = U_{2l} I_{2\sim}$	(VA)	K_u 1,57 P_-	K_u 1,11 P_-
Primärspannung $U_{1\sim}$; $\ddot{u} = 1$	(eff)	U_{2l}	U_{2l}
Primärstrom $I_{1\,ges}$ mit Verl.; $\ddot{u} = 1$	(eff)	K_f 0,5 I_-	K_f 1,0 I_-
Primäre Trafoscheinleistung $P_1 = U_{1\sim} I_{1\,ges}$	(VA)	$K_u K_f$ 1,11 P_-	$K_u K_f$ 1,11 P_-
Mittlere Typenleistung $P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$		K_p 1,11 P_-	K_p 1,11 P_-
Zuschlagsfaktor K_p		$K_u \frac{K_f + 1{,}41}{2}$	$K_u \frac{K_f + 1}{2}$
Sperrbeanspruchung des einzelnen Gleichrichterzweiges $\hat{u}_{sp}$		$\sqrt{2}\,U_{2l}$	$\sqrt{2}\,U_{2l}$

Tabelle 18. Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen der Netzgleichrichter mit Glättungsdrosseleingang

Kondensatoreingang. Die Drosselschaltung hat daneben den schon angedeuteten Vorzug, daß sie die Entstehung großer Einschaltströme und damit die Überlastung der Katoden in den Gleichrichterröhren mit ihren „Spratz"-Erscheinungen vermeidet. Die *Tabelle 13* gibt eine Übersicht über die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Größen dieser Schaltungsart.

3. Entwurf eines Netzgerätes

Der Entwurf eines Netzgerätes wird an Hand von *Bild 369* besprochen. Das Netzgerät bestehe aus dem Netztransformator und einer Gleichrichterschaltung in Mittelpunktsausführung mit nachgeschalteter Siebung. Der Netztransformator trägt auf der Sekundärseite eine Wicklung für die zu erzeugende Anodengleich-

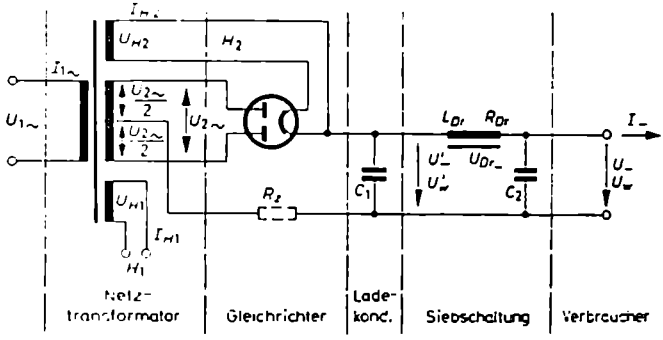


Bild 369. Vollständige Schaltung eines Netzgerätes

spannung, eine für die Röhrenheizung des zu versorgenden Verstärkers und eine für die Heizung der Gleichrichterröhre. Die Berechnung geht von den verlangten Gleichstromdaten des Verbrauchers aus, also von U_- und I_-, sowie von der maximal zulässigen Welligkeit w. Sie geht demnach vom Verbraucher rückwärts zur Netzseite.

a) Siebschaltung

Die Anodenspannung einer netzgespeisten Stromversorgung ist, wie in den vorangegangenen Abschnitten dargelegt wurde, nicht absolut konstant; ihr ist eine gewisse Welligkeitsspannung U_w überlagert, die im Verstärker oder Empfänger das „Netzbrummen" verursacht. Die Grundfrequenz der Welligkeitsspannung ist in der Einwegschaltung gleich der Netzfrequenz und in den Zweiwegschaltungen doppelt so groß. Das Verhältnis des Effektivwertes U_w zum arithmetischen Mittelwert U_- der gleichgerichteten Spannung, im vorliegenden Fall der Anodenspannung, wird die Welligkeit w genannt. Es gilt

$$w = \frac{U_w}{U_-}$$

Die Welligkeit am Ausgang des Netzgerätes soll bei Nennbetrieb möglichst kleiner als $1\,{}^0/_{00}$ sein, damit das Verstärkergerät ohne wesentlichen Brumm arbeitet. Der hiernach zulässige Wert von U_w ist meistens kleiner als die Brummspannung U'_w, die sich unmittelbar hinter dem Gleichrichter am Ladekondensator C_1 oder an der Eingangsdrossel Dr einstellt. Die Größe von U'_w hängt stark von der Art der Schaltung ab. Ihr Wert läßt sich nach den in den *Tabellen 11* bis *13* angegebenen Formeln angenähert berechnen. Wird zum Beispiel am Ausgang verlangt: $U_- = 250$ V, $I_- = 50$ mA und $w = 1\,{}^0/_{00}$, so darf die Welligkeit $U_w = w\,U_-$ höchstens $0{,}001 \times 250\text{ V} = 0{,}25$ V sein. Bei einem Netzgerät mit Doppelweggleichrichter und Kondensatorbelastung wird sie aber nach Gl. (289) bei $C_1 = 16\,\mu$F einen Wert annehmen von

$$U'_w = 2\,\frac{50}{16} = 6{,}25\text{ V}$$

Um diese hohe Brummspannung zum Ausgang hin auf den höchstzulässigen Wert von $1\,{}^0/_{00}$ oder 0,25 V zu reduzieren, wird zwischen Gleichrichter und Ausgang eine aus einer Längsdrossel Dr und einer Querkapazität C_2 bestehende Siebschaltung angeordnet. Die Siebdrossel, die einen möglichst kleinen Gleichstromwiderstand R_{Dr} haben soll, kann bei kleinen Geräten unter Inkaufnahme eines größeren Gleichspannungsverlustes durch einen ohmschen Widerstand ersetzt werden.

Die Siebwirkung beruht auf der Spannungsaufteilung der Brummfrequenz an der Drossel und dem Kondensator. Bei richtiger Bemessung fällt der Hauptteil der Welligkeitsspannung an der Drossel an, und es erscheint nur ein Bruchteil am Kondensator C_2 mit dem parallel zu ihm liegenden Verbraucher. Naturgemäß und günstigerweise ist die Siebwirkung für die Oberschwingungen besser als für die Grundschwingung.

Die Siebwirkung wird durch den „Siebfaktor" s charakterisiert. Er gibt an, wievielmal die Brummspannung vor dem Siebglied größer als hinter ihm ist.

$$s = \frac{U'_w}{U_w}$$

Aus der Bedingung, daß U_w höchstens gleich $w\,U_-$ sein soll, ergibt sich für die erforderliche Größe von s

$$s = \frac{U'_w}{w\,U_-} \tag{290}$$

Unter der Voraussetzung, daß der Verbraucherwiderstand $R = U_-/I_-$ wesentlich größer als $1/\omega C_2$, dagegen der Verlustwiderstand der Drossel gegenüber ihrem Widerstand ωL vernachlässigbar klein ist, teilt sich die Brummspannung im Verhältnis der Blindwiderstände auf, so daß man ansetzen kann

$$\frac{U'_w}{U_w} \approx \frac{\textit{Gesamtwiderstand von } L \text{ und } C_2}{\textit{Widerstand von } C_2} = \frac{\omega L - 1/\omega C_2}{1/\omega C_2}$$

Hieraus folgt, daß der Siebfaktor den Wert hat

$$s = \omega^2 L C_2 - 1 \tag{291}$$

Bei einem nach Gl. (290) vorgeschriebenen Siebfaktor legt Gl. (291) nur das Produkt von L und C_2 fest, aber nicht L und C_2 einzeln. Meistens wird C_2 frei gewählt und danach L errechnet. Ist zum Beispiel nach den obigen Zahlenwerten $U'_w = 6{,}25$ V, soll U_w aber gleich 0,25 V sein, so muß der Siebfaktor gleich 6,25/0,25 = 25 werden. Da es sich um eine Doppelweggleichrichterschaltung handelt, hat ω den Wert $2 \cdot 2\pi \cdot 50\,\mathrm{s}^{-1} = 628\,\mathrm{s}^{-1}$. Bei einem angenommenen C_2-Wert von 16 µF muß dann die Drossel eine Induktivität erhalten von

$$L = \frac{s+1}{\omega^2 C_2} = \frac{26}{628^2\,\mathrm{s}^{-2} \cdot 16 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F}} = 4{,}13\,\mathrm{H}$$

Die Größe des Eisenkerns der Drossel bemißt man so, daß der Gleichspannungsfall $U_{Dr-} = R_{Dr} I_-$ möglichst nicht größer als 5···10% der Gleichspannung wird und gleichzeitig die Strombelastung des Drahtes den zugelassenen Wert nicht überschreitet. Bei der Dimensionierung der Drossel ist zu beachten, daß der Blechkern wegen der Gleichstromdurchflutung mit einem Luftspalt zu versehen ist. Sobald die Drossel mit ihren Abmessungen und ihrem Widerstand festliegt, kennt man die vom Gleichrichtersatz aufzubauende Gleichspannung U'_-. Es gilt

$$U'_- = U_- + U_{Dr-} \tag{292}$$

b) Ladekondensator C_1

Der Eingangskondensator C_1 in den Schaltungen mit Kondensatorbelastung hat die Aufgabe, bei möglichst großer Gleichspannungsausbeute auch während der Sperrzeiten einen ununterbrochenen, gleichmäßigen Stromfluß über den Verbraucher zu gewährleisten. Er soll aus diesem Grunde nicht zu klein – auf keinen Fall kleiner als 4···8 µF – sein. Auf der anderen Seite darf er einen bestimmten maximalen Wert nicht überschreiten. Bei Röhrengleichrichtern ist dieser C_{max}-Wert von den Herstellerfirmen vorgeschrieben. Er hängt mit dem großen Stromstoß zusammen, den der ungeladene Kondensator im Einschaltmoment aufzunehmen bestrebt ist. Der Stromstoß bedeutet eine Gefährdung der Katode. Da sie sich nach dem Einschalten sowieso erst auf ihre endgültige Temperatur einstellen muß, besteht die Gefahr lokaler Überbeanspruchung der Emissionsschicht und damit die Möglichkeit der Ausbildung eines Lichtbogens („Spratzen" der Katode) und der Zerstörung der Gleichrichterröhre. Um unzulässig hohe Ladestromstöße zu vermeiden, müssen die Eingangsschaltelemente, wie Transformator und Gleichrichter, einen gewissen Gleichstromwiderstand haben; er muß um so größer sein, je größer der Ladekondensator ist. Unter Umständen wird ein zusätzlicher Schutzwiderstand R_z (*Bild 369*) vorgesehen. Die Widerstände erhöhen die Aufladezeitkonstante des Kondensators und begrenzen den Einschaltstromstoß.

Zweckmäßigerweise wählt man bei Röhrengleichrichtern den insgesamt wirksamen Widerstand $R_{ges} = R_{w2} + R_{w1}/\ddot{u}^2 + R_{Gr} + R_z$ in der folgenden Weise:

$$\begin{aligned} C_1 &= 16 \quad 32 \quad 64\,\mu\mathrm{F} \\ R_{ges} &\approx 100 \quad 150 \quad 200\,\Omega \end{aligned}$$

Um die Gleichrichterröhre zu schonen und ihre Lebensdauer zu verlängern, ist es günstiger, den Ladekondensator C_1 zu verkleinern und statt dessen die Kapazität C_2 zu erhöhen.

c) Gleichrichter

Als Gleichrichter für Netzgeräte kleiner Leistung kommen heutzutage neben den Vakuumgleichrichterröhren Trockengleichrichter in Frage, und zwar in Form von Selen- und Siliziumgleichrichtern. In den Brückenschaltungen mit ihren vier Gleichrichterzweigen finden sich nur Trockengleichrichter vor. In den Mittelpunktsschaltungen spielen neben den Trockengleichrichtern auch die Röhrengleichrichter eine große Rolle. In den Einwegschaltungen wird die Röhre heutzutage praktisch nur noch dort angewendet, wo es sich um die Erzeugung sehr hoher Gleichspannungen handelt, wie sie beispielsweise in den Hochspannungsteilen von Oszillografen und Fernsehgeräten erforderlich sind.

Die Gleichrichter werden einerseits nach dem verlangten Gleichstrom und andererseits nach der Höhe der aufzunehmenden Sperrspannung ausgewählt. Bei Röhrengleichrichtern muß wegen der maximal zulässigen Katodenbelastung hauptsächlich auf den Spitzenstrom geachtet werden. Nach Gl. (280) kann er in den Schaltungen mit Ladekondensator wegen des stark impulsartigen Betriebes das Sechs- bis Neunfache des Gleichstroms sein. Für die Bemessung der Trockengleichrichter ist der Effektivwert I_{Gr} maßgeblich. Sein Zusammenhang mit dem Gleichstrom I_- ist aus den in den *Tabellen 11* bis *13* für die verschiedenen Schaltungen angegebenen Formeln ersichtlich.

Zusammen mit dem Durchlaßwiderstand bestimmt der Effektivwert I_{Gr} die im Gleichrichter erzeugte Wärme; sie ist $I_{Gr}^2 R_d$ proportional. Selengleichrichter sollen sich im Betrieb höchstens bis auf 85 °C erhitzen. Bei anhaltenden Temperaturen von über 110 °C beginnt die aufgespritzte Metallegierung zu schmelzen und von den Platten zu tropfen. Die zulässigen Temperaturen werden im allgemeinen eingehalten, wenn man bei der Festlegung der Plattengröße mit einer maximalen Stromdichte von etwa 40 mA/cm² rechnet. Man wird der genauen Berechnung der Plattengröße enthoben, wenn man sich an die von den Herstellerfirmen empfohlenen Typen hält, aus deren Bezeichnungen die wichtigsten Kenndaten des Trockengleichrichters hervorgehen

Während sich der spezifische Wechselstromwiderstand von Selengleichrichtern je nach der Stromdichte zwischen 2 Ωcm und 200 Ωcm ändert, liegt er bei Silizium in der Größenordnung von etwa 0,002 Ωcm. Wegen dieses außerordentlich niedrigen Durchlaßwiderstandes kann man den Siliziumgleichrichter mit Durchlaßströmen von etwa 15 A/cm², bei größeren Typen mit angepaßten Kühlkörpern und Fremdbelüftung sogar mit Stromdichten bis zu etwa 160 A/cm² betreiben. Im Gegensatz zum Germaniumgleichrichter, dessen Betriebstemperatur 65 °C nicht übersteigen soll, verträgt ein Siliziumgleichrichter Betriebstemperaturen um 100 °C, ohne daß seine Sperrwirkung darunter leidet.

Die am Gleichrichter auftretende höchste Sperrspannung bestimmt, wie viele Gleichrichterelemente in Reihe zu schalten sind. Die maximal zulässige Sperrspannung einer einzelnen Selenzelle wird von den Herstellerfirmen mit etwa 25 V effektiver Spannung oder 35 V Scheitelwert angegeben. Bei kurzen Betriebszeiten kann man auch mit 30 V effektiver Spannung oder 42 V Scheitelspannung rechnen. Die maximal erlaubte Spitzensperrspannung von Siliziumgleichrichtern liegt wesentlich höher. Man rechnet mit Werten von 600 V je Zelle. Die Durchbruchsspannung liegt dabei wegen der äußersten Reinheit des Si-Ausgangsmaterials sogar bei 1200 V.

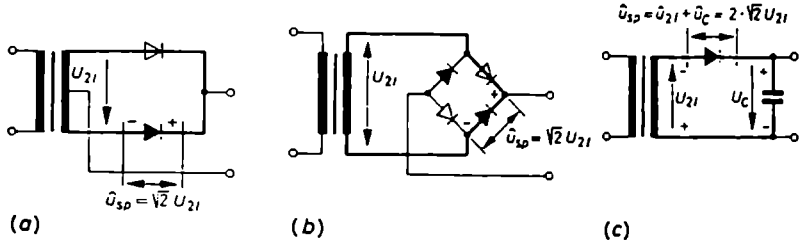


Bild 370 (a bis c). Zur Berechnung der Sperrbeanspruchung der Gleichrichter

Die in den Gleichrichterschaltungen je Zweig maximal auftretenden Sperrspannungen sind in den meisten Fällen gleich dem Leerlaufscheitelwert U_{2l} der sekundären Transformatorspannung. Im *Bild 370* wird dies dadurch veranschaulicht, daß die Schaltpunkte, die gleiches positives beziehungsweise negatives Potential haben, bis zu dem gerade in Sperrichtung beanspruchten Gleichrichter durch dick ausgezogene Linien miteinander verbunden sind. Eine Ausnahme in der Höhe der Sperrspannung machen die Vervielfacherschaltungen und die Einwegschaltung mit Ladekondensator oder Gegenspannung durch Batterie. In diesen Fällen schaltet sich in der Sperrichtung, wenn kein Gleichstrom entnommen wird, dem Scheitelwert der sekundären Leerlaufspannung $\hat{u}_{2l}$ des Transformators die ebenso große Kondensatorspannung U_C (*Bild 370c*) oder die Spannung der aufgeladenen Batterie in Reihe. Dadurch steigt die Sperrbeanspruchung auf das Doppelte der Transformatorscheitelspannung an, also auf $2\sqrt{2}\,U_{2l}$.

Während man bei den Siliziumgleichrichtern wegen ihrer hohen Sperrsicherheit von 600 V im Bereich der üblichen Spannungen um 300 V mit einer einzigen Zelle auskommt, macht der Selengleichrichter die Reihenschaltung mehrerer Zellen erforderlich. Für die Anzahl z der je Zweig in Reihe zu schaltenden Zellen gilt

$$z = \frac{\textit{maximal auftretende Sperrspannung}}{\textit{maximal zulässige Sperrspannung je Zelle}}$$

Von den Kenngrößen der Gleichrichter interessieren außer der Strombelastbarkeit und Sperrbeanspruchung die Innenwiderstände. Sie werden für die genaue

Transformatorberechnung benötigt. Die sekundäre Transformatorspannung muß um den Spannungsverlust in den Gleichrichtern größer gewählt werden, als es den bisherigen, rein mathematischen Beziehungen zwischen der Gleichspannung und der sekundären Transformatorspannung entspricht. Bei den ersten Entwurfsberechnungen faßt man die Verluste in den Gleichrichtern mit denen im Transformator zusammen und berücksichtigt sie pauschal durch einen Zuschlagsfaktor K_u.

Der Innenwiderstand R_{Gr} der Trockengleichrichter wird nach der Formel

$$R_{Gr} = \frac{U_D - U_S}{I_D}$$

bestimmt. Nach *Bild 371* versteht man unter dem Innenwiderstand den differentiellen oder Wechselstromwiderstand, den der Gleichrichter in seinem betrieblichen Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Kennlinienast hat. U_S ist die „Schleusen-

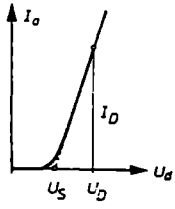


Bild 371. Zur Berechnung des Innenwiderstandes eines Gleichrichters

spannung"; sie ist die Spannung, von der ab sich die Gleichrichterkennlinie deutlich und steil von der Abszissenachse abhebt. Man findet sie als Schnittpunkt des rückwärts verlängerten geradlinigen Kennlinienteils mit der Abszissenachse. Selengleichrichter haben eine Schleusenspannung von ungefähr 0,65 V und Siliziumgleichrichter von 0,6···0,8 V. Da die Kennlinien von Si- und Se-Gleichrichtern praktisch geradlinig verlaufen, kann man für U_D und I_D eine beliebige Kombination in der Nähe des Spitzenstromes wählen.

Der Innenwiderstand der Röhrengleichrichter läßt sich nicht so einfach aus der Kennlinie abgreifen; die Kennlinie ist zu sehr gekrümmt. Man benutzt eine Näherungsformel, die in der Praxis vollauf genügt. Sie lautet

$$R_{Gr-Rö} = 0{,}75\,\frac{U_-}{I_-}$$

Die Innenwiderstände der Gleichrichterröhren liegen fast alle in dem Bereich von 200···500 Ω. Mit den Innenwiderständen lassen sich die Spannungsverluste in den Gleichrichtern berechnen. Bezogen auf den Spitzenwert $\hat{i}_{Gr}$, gilt

$$\Delta\hat{u} = R_{Gr}\hat{i}_{Gr}$$

Bei Trockengleichrichtern hat man anzusetzen

$$\Delta\hat{u} = U_S + R_{Gr}\hat{i}_{Gr}$$

Es ergibt sich, daß die Trockengleichrichter, sowohl die aus Selen als auch aus Silizium, bei Nennbetrieb je Zelle einen Spannungsverlust von etwa 1,0···1,1 V verursachen. Da beim Selengleichrichter wegen seiner geringeren Sperrspannung stets mehrere Zellen in Reihe geschaltet werden müssen, ist sein tatsächlicher Spannungsverlust größer als der des Siliziumgleichrichters.

d) Netztransformator

Der Berechnungsgang eines Netztransformators ist etwas anders als der des Nachrichtenübertragers. Bei dem letzten wird zum Beispiel das Übersetzungsverhältnis aus den Anpassungsbedingungen und die primäre Windungszahl aus der Induktivitätsforderung für die tiefste zu übertragende Frequenz hergeleitet. Lediglich als Nachkontrolle werden, um Verzerrungen und unzulässige Erwärmungen zu vermeiden, die betriebliche Induktionsdichte und Stromdichte überprüft.

Beim Entwurf eines Netztransformators wird zur Festlegung der Windungszahlen nicht die Induktivität herangezogen. Das Starkstromnetz ist so niederohmig und dadurch im Ersatzschaltbild der resultierende Innenwiderstand R_i' so gering, daß man nach der bekannten Formel $\omega_u L_{1\,erf} = R_i'$ mit ganz geringen Induktivitätswerten und damit sehr kleinen Windungszahlen auskommen würde. Hierbei würden sich aber bei der Nachkontrolle mit Sicherheit unzulässig hohe Induktionsdichten ergeben. Der Entwurf eines Netztransformators geht von der Induktionsdichte aus. Es hat sich herausgestellt, daß die wirtschaftlich günstigste Induktionsdichte von Netztransformatoren bei 12000···14000 G liegt. Aus ihr und der anliegenden Spannung wird die Windungszahl ermittelt.

Die genaue Berechnung des Transformators ist sehr umständlich, da die entnommenen Ströme nicht mehr sinusförmig sind. Hinzu kommt, daß bei ganz exakter Durchrechnung verschiedene Daten benötigt werden die beim ersten Vorentwurf nicht bekannt sind. Hierzu gehören zum Beispiel die Wicklungswiderstände und die Innenwiderstände der Gleichrichter. Beim Vorentwurf werden diese Größen nur durch pauschale Zuschläge berücksichtigt. Im folgenden soll lediglich die erste rohe Entwurfsberechnung dargelegt werden; hinsichtlich des Hauptentwurfs sei auf die einschlägige Spezialliteratur verwiesen [4; 29].

α) Transformatorgröße

Größe und Typ des zu wählenden Transformatorkerns richten sich nach der Summe der zu übertragenden Leistungen. Der Netztransformator für ein nachrichtentechnisches Gerät hat in den meisten Fällen außer einer Gleichspannung zur Anodenstromversorgung einer Röhrenschaltung die für die Röhren erforderliche Heizleistung zu liefern. Arbeitet die Gleichrichterschaltung mit einer Gleichrichterröhre, kommt ihre Heizleistung hinzu. Die Summe aller zu übertragenden Leistungen einschließlich der im Transformator verbrauchten Verlustleistungen stellt die sogenannte Typenleistung $P_{Tg.s}$ dar. Während die für die Röhrenheizungen benötigten Wechselstromleistungen P_{H1} und P_{H2} für die Summenbildung direkt übernommen werden können, gilt das gleiche nicht für die Gleichstromleistung $P_- = U_- I_-$.

Wie in den vorigen Abschnitten ausgeführt wurde, muß aus U_- erst die erforderliche Sekundärspannung $U_{2\sim}$ und aus I_- auf dem Umweg über den Spitzenwert erst der Effektivwert des sekundären Transformatorstromes $I_{2\sim}$ errechnet werden. Der Effektivwert der betrieblichen Sekundärspannung oder besser ihr Leerlaufwert U_{2l} bestimmt zusammen mit der zulässigen Induktion B die Anzahl w_2 der sekundären Windungen. Der Effektivwert $I_{2\sim}$ legt über die zulässige Stromdichte S den Querschnitt des Wickeldrahtes fest. Drahtquerschnitt und Windungszahl oder, mathematisch anders formuliert, das Produkt aus U_{2l} und $I_{2\sim}$ bestimmen den sekundärseitig erforderlichen Wickelraum und sind damit ein Maß für die erforderliche Kerngröße.

Das Produkt $U_{2l}I_{2\sim}$ stellt wohl dimensionsmäßig, aber nicht physikalisch eine wirkliche Leistung dar. Erstens kann man eine Leerlaufspannung nicht mit einem Betriebsstrom verknüpfen, und zweitens sind die zeitlichen Verläufe von Sekundärspannung und -strom so total verschieden – jedenfalls bei Belastung mit Ladekondensator –, daß das einfache Produkt ihrer Effektivwerte nur sehr indirekt etwas mit der wirklichen Leistung zu tun hat. Die Größe

$$P_2 = U_{2l}I_{2\sim}$$

stellt allenfalls eine Scheinleistung dar. Man nennt sie die „sekundäre Wicklungsleistung". In den *Tabellen 11* bis *13* sind die Beziehungen zwischen P_2 und P_- für die verschiedenen Belastungs- und Schaltarten angegeben. Der Faktor K_u, der die Spannungsverluste in den Wicklungs- und Gleichrichterwiderständen berücksichtigt, kann in den Schaltungen mit reiner Widerstandsbelastung oder mit Eingangsdrossel zu $K_u \approx 1{,}1$ und in den Schaltungen mit Ladekondensator zu $K_u = 1{,}12$ gewählt werden.

Hinsichtlich der primären Wicklungs- und Netzanschlußleistungen gelten ähnliche Überlegungen. Auch hier kann das Produkt aus der Primärspannung $U_{1\sim}$ und dem Primärstrom $I_{1\sim}$ rein formal als eine Scheinleistung, und zwar die primäre Wicklungsleistung P_1, bezeichnet werden. Man sagt

$$P_1 = U_{1\sim}I_{1\sim}$$

Die Berechnungsformeln für P_1 sind in den *Tabellen 11* bis *13* zusammengestellt. Zur Auswahl und Festlegung des Transformatortyps und -kernes wird weder die sekundäre noch die primäre Wicklungsleistung, sondern das arithmetische Mittel der beiden herangezogen. Für den Mittelwert hat man den Begriff der „Typenleistung" P_T geprägt. Es gilt

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$$

Hat der Transformator außer der Gleichstromleistung andere Wechselstromleistungen, zum Beispiel für die Röhrenheizungen, zu übertragen, setzt sich die Gesamttypenleistung aus der Summe der Teilleistungen zusammen. Für den in der Schaltung nach *Bild 369* auszuführenden Transformator hat man beispielsweise anzusetzen

$$P_{T\,ges} = P_T + P_{H1} + P_{H2} \qquad (293)$$

Kernblech	E/I	48	54	60	66	78	84		
Pakethöhe	b	1,6	1,8	2,0	2,2	2,6	2,8		cm
Maximale Typenleistung	$P_{I\,ges}$	5	10	15	20	35	50		VA
Mittlere Windungslänge	l_{m1}	8,02	9,34	10,30	11,26	13,17	14,13		cm
	l_{m2}	9,01	10,29	11,40	12,52	14,74	15,86		cm
	l_{m3}	10,06	11,23	12,50	13,77	16,31	17,59		cm
Eisenverluste III $\approx$ 0,50	P_{Fe}	0,55	0,85	1,20	1,50	2,60	3,20		W
Eisenverluste IV $\approx$ 0,35		0,35	0,45	0,70	0,90	1,60	1,90		W
Mittlere Eisenweglänge	l_{Fe}	9,60	10,80	12,00	13,20	15,60	16,80		cm
Stromdichte für 60 °C	S	5,0	4,7	4,3	3,9	3,4	3,2		A/mm²
Windungszahl/Volt	n	16,22	12,78	9,66	8,86	6,13	5,27		Wdg/V

Kernblech	M	42	55	65	74	85	102a	102b	
Pakethöhe	b	1,5	2,0	2,7	3,2	3,2	3,5	5,2	cm
Maximale Typenleistung	$P_{I\,ges}$	4	12	25	50	70	120	180	VA
Mittlere Windungslänge	l_{m1}	7,18	9,78	12,10	13,93	15,15	17,20	20,60	cm
	l_{m2}	8,35	10,95	13,58	15,66	16,70	19,40	22,80	cm
	l_{m3}	9,53	12,13	15,07	17,38	18,35	21,60	15,00	cm
Eisenverluste III $\approx$ 0,50	P_{Fe}	0,45	1,2	2,1	3,2	4,5	7,3	10,8	W
Eisenverluste IV $\approx$ 0,35		0,25	0,68	1,2	1,9	2,8	4,2	6,3	W
Mittlere Eisenweglänge	l_{Fe}	10,2	13,1	15,5	17,6	19,7	23,8	23,8	cm
Stromdichte für 60 °C	S	6,0	4,8	4,0	3,5	3,2	3,0	2,5	A/mm²
Windungszahl/Volt	n	22,90	12,18	7,61	5,62	4,45	3,48	2,33	Wdg/V

Tabelle 14. Daten der E- und M-Kerntypen von Transformatoren, aufgestellt für 50 Hz und 12000 G

In der *Tabelle 14*, die die Hauptdaten und -abmessungen der E- und M-Kernformen von Transformatoren für 50 Hz und 12000 G zusammenstellt, ist in der zweiten Zeile die maximal übertragbare Typenleistung $P_{I\,ges}$ angegeben. Es wird jeweils der Blechkern gewählt, der in dem Listenwert seiner übertragbaren Leistung gleich oder über dem nach Gl. (293) errechneten Wert liegt. Die Daten der *Tabelle 14* weichen teilweise in geringem Umfang von denen der *Tabelle 2* der Übertrager (I. Band) ab. Dies hängt damit zusammen, daß die jeweils zur Verfügung stehenden Unterlagen den Veröffentlichungen verschiedener Firmen entstammen.

β) Übersetzungsverhältnis

Nach dem Transformatorersatzschaltbild und dem Transformatordiagramm (*Bild 101* und *102*, I. Band) ist die zwischen den Klemmen c und d der Querinduktivität auftretende selbstinduzierte EMK E_{cd} gleich der in der Sekundärwicklung hervorgerufenen transformierten EMK $\ddot{u}E_2$. Dabei wird unter $\ddot{u}$ das Verhältnis der Windungszahlen, also der Ausdruck

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}$$

verstanden. E_2 entspricht dem Betrag nach der sekundären Leerlaufspannung U_{2l}. Die EMK E_{cd} ist um die Kupfer- und Streufeldverluste kleiner als die primäre Klemmenspannung $U_{1\sim}$. Schätzt man diese Verluste auf der Primärseite zu 5%, ist $E_{cd} = 0{,}95\ U_{1\sim}$. Aus der Gleichheit von E_{cd} und $\ddot{u}E_2$ folgt dann

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{0{,}95\ U_{1\sim}}{U_{2l}} \tag{294}$$

γ) Windungszahlen

Zweckmäßigerweise stellt man der Primärseite 50% des insgesamt ausnutzbaren Wickelraumes zur Verfügung. Die anderen 50% teilt man im Verhältnis der abzugebenden Leistungen auf die einzelnen Sekundärwicklungen auf. Dadurch erreicht man für alle Wicklungen den gleichen prozentualen Leistungsverlust. Da erfahrungsgemäß beim Netztransformator für Isolationszwischenlagen 20···30% des theoretischen Gesamtwickelraumes verlorengehen, stehen der Primärwicklung und der Gesamtheit der Sekundärwicklungen in der Praxis je nur etwa 35···40% des Wickelquerschnitts F_w zur Verfügung.

Die primäre Windungszahl wird nach der Formel (Gl. 160, I. Band)

$$w_1 = \frac{U_{1\sim}}{4{,}44\, f\, \hat{B}\, F_{Fe}} \tag{295}$$

berechnet. f stellt die Netzfrequenz, $\hat{B}$ den Scheitelwert der Induktion – im allgemeinen 12000 G – und F_{Fe} den Eisenquerschnitt dar. An Stelle von Gl. (295) kann zur Ermittlung von w_1 die in der *Tabelle 14* angegebene „Windungszahl je Volt" herangezogen werden. Es ist dann

$$w_1 = n\ U_{1\sim} \tag{296}$$

Der Faktor n in dieser Formel stimmt ziemlich genau mit dem reziproken Wert des Nenners von Gl. (295) überein, wenn man dort für F_{Fe} die Werte aus der *Tabelle 2* für die Übertragerdaten (I. Band) einsetzt.

Aus dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ und der primären Windungszahl w_1 ergibt sich die sekundäre Windungszahl zu

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} \tag{297}$$

δ) Drahtquerschnitt

Aus den jeweiligen Windungszahlen und dem der einzelnen Wicklung zur Verfügung stehenden Wickelquerschnitt lassen sich die je 1 cm² unterzubringenden Windungszahlen w' ermitteln. Für die Primärwicklung gilt beispielsweise bei Annahme eines ausnutzbaren Wickelquerschnitts von 35%

$$w_1' = \frac{w_1}{F_{w1}} = \frac{w_1}{0{,}35\,F_w} \tag{298}$$

An Hand der *Tabelle 3* für die Drahtstärken (I. Band) läßt sich aus w' der unterzubringende Drahtdurchmesser d bestimmen. Sein Wert muß anschließend im Hinblick auf die höchstzulässige Stromdichte nachkontrolliert werden.

Vielfach wird auch der umgekehrte Weg beschritten, nämlich, daß man aus der zulässigen Stromdichte und dem Effektivwert des Stromes den Drahtquerschnitt ermittelt und dann über den zugehörigen Kupferfüllfaktor und die Windungszahl den Bedarf an Wickelquerschnitt errechnet. Der Gesamtbedarf an errechnetem Wickelquerschnitt muß, um Platz für die Isolationszwischenlagen zu behalten, zahlenmäßig um etwa 30% kleiner als der nach der Transformatortabelle theoretisch zur Verfügung stehende Querschnitt sein.

Die Stromdichte in den Wicklungen der Netztransformatoren soll, wenn diese nicht frei im Raum stehen, sondern zusammen mit anderen Wärmequellen in ein Gehäuse eingebaut sind, für alle Typen etwa 3 A/mm² sein, denn innerhalb eines geschlossenen Gehäuses wird die Wärme nicht so gut abgeführt wie im Freien. Allenfalls darf man den äußeren Wicklungen eine höhere Stromdichte zubilligen.

Bei der Ermittlung der Stromdichte hat man für den Strom den jeweiligen Effektivwert einzusetzen. Sofern es sich um reine Wechselströme handelt, macht dies keine Schwierigkeiten. Für den Effektivwert des eine Gleichrichteranordnung durchfließenden Sekundärstromes enthalten die *Tabellen 11* bis *13* die notwendigen Berechnungsunterlagen. Der auf der Primärseite auftretende Gesamtstrom $I_{1\,ges}$ setzt sich aus den transformierten sekundären Strömen zusammen. Hinzu kommen der Magnetisierungsstrom I_μ und der Eisenverluststrom I_v. Von den beiden letzten liegt I_μ phasenverschoben zu den Wirkströmen. Im Vorentwurf berücksichtigt man die Zusatzströme I_μ und I durch einen Aufschlag. Bei rein sinusförmigen Wechselstromvorgängen und allen Gleichrichteranordnungen in Mittelpunkts- oder Brükkenschaltung setzt man $K_i \approx 1{,}15$. Bei Gleichrichterschaltungen in der Einwegausführung muß man wegen der Gleichstromvormagnetisierung auf der Sekundärseite und der dadurch primärseitig bedingten starken Unsymmetrie im Magnetisierungsstrom den Faktor $K_i \approx 1{,}42$ setzen. Am einfachsten ist es, wenn man den Effektivwert des Primärstromes aus der Summe der zu übertragenden primären Leistungen und der Primärspannung ermittelt. Es gilt

$$I_{1\sim} = \frac{P_1}{U_{1\sim}} \tag{299}$$

Wie aus den Angaben in den Tabellen hervorgeht, ist in den Formeln für P_1 der Faktor K_i mitenthalten.

ε) Isolationszwischenlagen

Will man den Wickelraumverlust durch die Isolationszwischenlagen nicht einfach grob zu 20···30% schätzen, sondern ihn etwas genauer auskalkulieren, so geht man davon aus, daß bei Prüfspannungen bis 1500 V eine Spulenkörper-, Wicklungs- und Deckisolation von je zwei Lagen 0,1 mm starkem Ölleinen genügt. Bei höheren Prüfspannungen wird die Anzahl der Isolationslagen heraufgesetzt.

Beim Wickeln der einzelnen Wicklungen wird außerdem, wenn die effektive Wicklungsspannung höher als 30 V ist, eine Lagenisolation aus Lackpapier vorgesehen. Bei Drähten bis zu 0,2 mm CuL besteht sie aus je einer Lage 0,03 mm Lackpapier, bei Drähten bis zu 1,0 mm wählt man 1 × 0,06 mm LP und bei Drähten über 1 mm Durchmesser 1 × 0,1 mm LP. Die Lagenisolation wird immer dann eingelegt, wenn die Spannung zwischen den Lagen jeweils um 30 V zugenommen hat. Tritt beispielsweise an den Enden einer Wicklung eine effektive Spannung von 150 V auf und besteht die Wicklung im ganzen aus 20 Lagen, so muß nach der 4., 8., 12. und 16. Lage eine Lagenisolation eingeschoben werden.

An den Flanschen der Spulenkörper wird bei einer Betriebsspannung bis zu 1000 V ein 1 mm breiter Zwischenraum bis zur Drahtwicklung freigelassen. In ihm werden die Zuführungen zu den einzelnen Wicklungen untergebracht. Bei Spannungen bis zu 3000 V erhöht sich der Zwischenraum auf 2 mm. Der freie Raum ist nach der Fertigstellung der Wicklungen mit Isoliermaterial auszufüllen, um zu verhindern, daß die Wicklungen seitwärts abrutschen.

Häufig wird zur Abschirmung hochfrequenter Störungen zwischen die Primär- und Sekundärwicklung eine Kupferfolie von 0,1···0,3 mm Stärke eingelegt. Die Kupferfolie, deren Enden sich – damit keine Kurzschlußwicklung entsteht – isoliert überlappen sollen, wird über einen nach außen führenden Anschlußdraht mit dem Eisenkern oder der Masse des Gerätes verbunden.

Beispiel 45

Für eine elektronische Regelschaltung zur Abgabe einer stabilisierten Spannung (*Beispiel 46* mit *Bild 350*) soll ein Netzgleichrichtergerät entworfen werden; seine Schaltung ist im *Bild 372* angegeben. Im Nennbetrieb soll es eine Gleichspannung von $U_- = 233$ V bei $I_- = 200$ mA liefern. Die Welligkeit w der Gleichspannung darf nicht größer als 0,1% sein. Außer der Gleichstromleistung muß das Netzgerät eine Wechselspannung von 25 V bei 0,6 A für die Röhrenheizung der beiden parallelgeschalteten Regelröhren PL 36 und eine Wechselspannung von 6,3 V bei 0,3 A für die Röhrenheizung der Verstärkerröhre EF 80 bereitstellen. Als Gleichrichterschaltung ist die Doppelwegbrückenschaltung vorgesehen. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind 50 μF groß zu wählen.

1) Drossel

Von der Drossel wird verlangt, daß sie im Zusammenwirken mit C_2 die am Ladekondensator C_1 herrschende Brummspannung U'_w zum Ausgang hin auf den Wert $U_w = w U_-$

$= 0{,}001 \cdot 233\ \mathrm{V} \approx 0{,}233\ \mathrm{V}$ herunterdrückt. Der Drosselkern soll in seiner Größe so ausgesucht werden, daß die Drossel auf Grund ihres Kupferwiderstandes höchstens einen Spannungsfall von $U_{Dr\_} = 10\ \mathrm{V}$ verursacht. Nach Gl. (289) ist

$$U'_w \approx 2\,\frac{I_{-}/\mathrm{mA}}{C_1/\mu\mathrm{F}}\,\mathrm{V} = 2\,\frac{200}{50}\,\mathrm{V} \quad 8\ \mathrm{V}$$

Dann wird nach Gl. (290) ein Siebfaktor erforderlich von

$$s = \frac{U'_w}{U_w} = \frac{8\ \mathrm{V}}{0{,}233\ \mathrm{V}} = 34{,}4$$

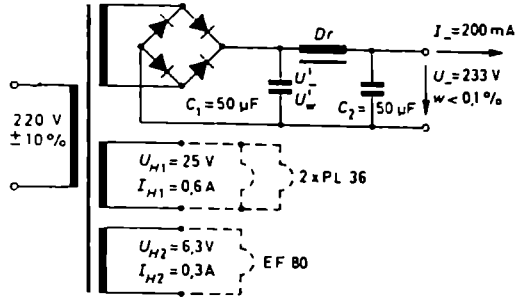


Bild 372. Schaltung des Netzgleichrichtergerätes zum *Beispiel 45*

Bei $C_2 = 50\,\mu\mathrm{F}$ und $\omega = 2\pi \cdot 100\ \mathrm{s}^{-1}$ bedingt er nach Gl. (291) eine Induktivität der Drossel von

$$L_{Dr} = \frac{s+1}{\omega^2 C_2} = \frac{34{,}4 + 1}{628^2\ \mathrm{s}^{-2} \cdot 50\,\mu\mathrm{F}} \approx 1{,}8\ \mathrm{H}$$

Probeweise wird als Kerntyp ein M 55-Blechkern mit Luftspalt gewählt. Nach der *Tabelle 2* für die Übertragerdaten (I. Band) hat er einen Induktivitätsfaktor von $A_L = 0{,}75\,\mu\mathrm{H}/w^2$. Daraus folgt für die erforderliche Windungszahl

$$w = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{1{,}8\ \mathrm{H}}{0{,}75\,\mu\mathrm{H}}} = 1550$$

Bei einem Wicklungsquerschnitt von $F_w = 2{,}2\ \mathrm{cm}^2$, von dem etwa 10% für Isolationszwecke abgehen werden, erhält man als Windungszahl je cm^2

$$w' = \frac{w}{0{,}9\,F_w} = \frac{1550}{0{,}9 \cdot 2{,}2\ \mathrm{cm}^2} = 783/\mathrm{cm}^2$$

Dem entspricht nach der *Tabelle 3* für die Drahtstärken (I. Band) ein Drahtdurchmesser von $d = 0{,}3$ mm mit $r' = 0{,}252\ \Omega/\mathrm{m}$. Bei einer mittleren Windungslänge von $l_w = 12$ cm ergibt sich dann für den Kupferwiderstand der Drossel

$$R_{Dr} = w\,l_w\,r' = 1550 \cdot 0{,}12\ \mathrm{m} \cdot 0{,}252\ \Omega/\mathrm{m} = 47\ \Omega$$

Er verursacht einen Gleichspannungsfall von

$$U_{Dr\_} = R_{Dr}\,I = 47\ \Omega \cdot 0{,}2\ \mathrm{A} \approx 9{,}4\ \mathrm{V}$$

Da dieser Spannungsfall unter dem maximal zulässigen von 10 V liegt, kann die Drossel in der vorliegenden Form verwendet werden.

2) Gleichrichtersatz

Der Gleichrichter muß im Nennbetrieb am Kondensator C_1 bei $I_- = 200$ mA eine Gleichspannung aufbauen von

$$U'_{-\,nenn} = U_- + U_{Dr_-} = 233\,\mathrm{V} + 9\,\mathrm{V} = 242\,\mathrm{V}$$

Bei einer Netzspannungsschwankung von $\pm 10\%$ wird auch die abgegebene Gleichspannung um annähernd 10% auf

$$U'_{-\,max} = 1{,}1 \cdot 242\,\mathrm{V} = 266\,\mathrm{V}$$

steigen. Für die Sperrbeanspruchung der Gleichrichter benötigt man die sekundäre Transformatorleerlaufspannung U_{2l} und Betriebsspannung $U_{2\sim}$. Nimmt man beim Vorentwurf an, daß der Stromflußwinkel $2\alpha \approx 60°$ ist, ergibt sich nach der *Tabelle 12* im Nennbetrieb ein Wert

$$U_{2\sim\,nenn} = 0{,}71\,\frac{1}{\cos 30°}\,U'_- = 0{,}82\,U'_- = 0{,}82 \cdot 242\,\mathrm{V} = 198\,\mathrm{V}$$

und bei erhöhter Netzspannung ein Wert von

$$U_{2\sim\,max} = 1{,}1\,U_{2\sim\,nenn} = 1{,}1 \cdot 198\,\mathrm{V} = 218\,\mathrm{V}$$

Die sekundäre Leerlaufspannung ist um die Verluste im Transformator und den Gleichrichtern größer anzusetzen. Wählt man den Zuschlagsfaktor $K_ü = 1{,}12$, so wird

$$U_{2l\,nenn} = K_ü\,U_{2\sim\,nenn} = 1{,}12 \cdot 198\,\mathrm{V} = 222\,\mathrm{V}$$

und

$$U_{2l\,max} = K_ü\,U_{2\sim\,max} = 1{,}12 \cdot 218\,\mathrm{V} = 244\,\mathrm{V}$$

Der Scheitelwert dieser Spannung stellt nach *Tabelle 12* den höchsten Wert der Sperrbeanspruchung des einzelnen Gleichrichterzweiges dar. Es ist

$$\hat{u}_{sp\,max} = \sqrt{2}\,U_{2l\,max} = \sqrt{2} \cdot 244\,\mathrm{V} = 345\,\mathrm{V}$$

Wird der Gleichrichterring mit Selengleichrichtern ausgeführt, müssen für den einzelnen Zweig bei 35 V zulässiger Scheitelspannung

$$z = \frac{345\,\mathrm{V}}{35\,\mathrm{V}} \approx 10$$

in Reihe geschaltete Gleichrichterelemente vorgesehen werden. Für die ganze Brücke werden dann 40 einzelne Zellen benötigt. Bei einer Ausführung mit Siliziumleistungsgleichrichtern genügt eine einzige Zelle je Zweig, also für die ganze Brücke ein Satz von vier Gleichrichtern, da dieser Gleichrichter in Sperrichtung mit maximal 600 V beansprucht werden darf. Die Strombelastung des einzelnen Gleichrichterzweiges ist nach Gl. (283) oder der *Tabelle 12* für $2\alpha = 60°$

$$I_{Gr} = 0{,}79\,\sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\,I_- = 0{,}79\,\sqrt{\frac{180°}{60°}}\,200\,\mathrm{mA} = 1{,}37 \cdot 200\,\mathrm{mA} = 274\,\mathrm{mA}$$

In der Ausführung als Selengleichrichter müssen die einzelnen Zellen bei 40 mA/cm² maximal zulässiger Strombelastung eine Größe von wenigstens 274 mA : 40 mA/cm² $\approx$ 7 cm² haben.

3) Netztransformator

Transformatorkern. Nach *Bild 372* hat der Netztransformator die zur Herstellung der Gleichspannung erforderliche Typenleistung $P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}$ und die Leistungen P_{H1} und P_{H2} für die beiden Röhrenheizkreise zu übertragen. Für die Leistungen sind hier die bei erhöhter Netzspannung (+ 10%) auftretenden maximalen Werte einzusetzen. Zunächst sollen die einzelnen Leistungen berechnet werden.

Gleichspannungswicklung

$$P_{2\,nenn} = K_u\, 1{,}57\, P_{-\,nenn} = 1{,}12 \cdot 1{,}57 \cdot 242\,\text{V} \cdot 0{,}2\,\text{A} = 84{,}6\,\text{VA}$$

$$P_{2\,max} = K_u\, 1{,}57\, P_{-\,max} = 1{,}12 \cdot 1{,}57 \cdot 266\,\text{V} \cdot 0{,}2\,\text{A} = 93\,\text{VA}$$

$$P_{1\,nenn} = K_u K_{iB}\, 1{,}57\, P_{-\,nenn} = K_{iB}\, P_{2\,nenn} = 1{,}15 \cdot 84{,}6\,\text{VA} = 97{,}4\,\text{VA}$$

$$P_{1\,max} = K_u K_{iB}\, 1{,}57\, P_{-\,max} = K_{iB}\, P_{2\,max} = 1{,}15 \cdot 93\,\text{VA} = 107\,\text{VA}$$

Die mittlere Typenleistung der Gleichspannungswicklung ist dann

$$P_{T\,nenn} = \frac{84{,}6 + 97{,}4}{2}\,\text{VA} = 91\,\text{VA}$$

$$P_{T\,max} = \frac{93 + 107}{2}\,\text{VA} = 100\,\text{VA}$$

Heizwicklungen

$$P_{H1\,nenn} = U_{H1}\, I_{H1} = 1{,}05\, U_{H1}\, I_{H1} = 1{,}05 \cdot 25\,\text{V} \cdot 0{,}6\,\text{A} = 15{,}8\,\text{VA}$$

$$P_{H1\,max} = 1{,}1^2\, P_{H1\,nenn} = 1{,}21 \cdot 15{,}8\,\text{VA} = 19{,}1\,\text{VA}$$

$$P_{H2\,nenn} = U_{H2}\, I_{H2} = 1{,}05\, U_{H2}\, I_{H2} = 1{,}05 \cdot 6{,}3\,\text{V} \cdot 0{,}3\,\text{A} = 2\,\text{VA}$$

$$P_{H2\,max} = 1{,}1^2\, P_{H2\,nenn} = 1{,}21 \cdot 2\,\text{VA} = 2{,}4\,\text{VA}$$

Die auf der Primärseite des Netztransformators auftretenden Röhrenheizleistungen können gleich denen auf der Sekundärseite gesetzt werden. Ein besonderer Zuschlag für die Verlustströme ist nicht mehr erforderlich, da er schon oben bei der Typenleistung für die Gleichspannungswicklung gemacht wurde. Damit nimmt die resultierende oder Gesamttypenleistung den Wert an

$$P_{T\,ges\,max} = P_{T\,max} + P_{H1\,max} + P_{H2\,max}$$
$$= (100 + 19{,}1 + 2{,}4)\,\text{VA} = 121{,}5\,\text{VA}$$

Diese Typenleistung kann nach der *Tabelle 14* der Kerntyp M 102a aufbringen, vor allem dann, wenn man annimmt, daß die erhöhte Netzspannung nicht im Dauerbetrieb auftritt.

Übersetzungsverhältnisse. Die folgenden Rechnungen können für den Nennbetrieb durchgeführt werden. Den Ausgangspunkt bildet Gl. (294)

$$\ddot{u} = \frac{0{,}95\, U_{1\sim}}{U_{2l}}$$

Es ergibt sich für die

Gleichspannungswicklung $\ddot{u}_{-} = \frac{0{,}95 \cdot 220\ \mathrm{V}}{222\ \mathrm{V}} = 0{,}94$

Heizwicklung *1* $\ddot{u}_{H1} = \frac{0{,}95 \cdot 220\ \mathrm{V}}{1{,}05 \cdot 25\ \mathrm{V}} = 7{,}95$

Heizwicklung *2* $\ddot{u}_{H2} = \frac{0{,}95 \cdot 220\ \mathrm{V}}{1{,}05 \cdot 6{,}3\ \mathrm{V}} = 31{,}6$

Dabei ist die sekundäre Leerlaufspannung in den Heizwicklungen wegen des inneren Spannungsfalles in den Sekundärwicklungen um 5% großer als die Klemmenspannung angesetzt.

Windungszahlen. Nach Gl. (296) und der *Tabelle 14* errechnet sich die primäre Windungszahl zu

$$w_1 = n\,U_{1\sim} = \frac{3{,}48}{\mathrm{V}}\,220\ \mathrm{V} = 765$$

Die sekundären Windungszahlen nehmen dann nach Gl. (297) folgende Werte an:

Gleichspannungswicklung $w_{2} = \frac{w_1}{\ddot{u}_{-}} = \frac{765}{0{,}94} = 814$

Heizwicklung *1* $w_{H1} = \frac{w_1}{\ddot{u}_{H1}} = \frac{765}{7{,}95} = 96$

Heizwicklung *2* $w_{H2} = \frac{w_1}{\ddot{u}_{H2}} = \frac{765}{31{,}6} = 24$

Wicklungsquerschnitte. Der theoretisch vorhandene Wicklungsquerschnitt des M 102a ist nach der *Tabelle 2* (I. Band) $F_w = 7{,}3\ \mathrm{cm}^2$. Davon gehen für Isolationszwischenlagen etwa 30% ab, so daß praktisch zur Verfügung stehen

$$F'_w = 0{,}7 \cdot 7{,}3\ \mathrm{cm}^2 = 5{,}11\ \mathrm{cm}^2$$

Hiervon erhält die Primärwicklung, die die ganze Leistung überträgt, 50%, also

$$F_{w1} = 0{,}5 \cdot 5{,}11\ \mathrm{cm}^2 = 2{,}55\ \mathrm{cm}^2$$

Die restlichen 50% werden nach Maßgabe der zu übertragenden Leistungen auf die Gleichspannungs- und Röhrenheizwicklungen aufgeteilt. Mit $P_{2\,ges} = P_2 + P_{H1} + P_{H2} = (84{,}6 + 15{,}8 + 2)\ \mathrm{VA} = 102{,}4\ \mathrm{VA}$ ergibt sich

$$F_{w2-} = \frac{F'_w}{2}\,\frac{P_2}{P_{2\,ges}} = 2{,}55\ \mathrm{cm}^2\,\frac{84{,}6}{102{,}4} = 2{,}12\ \mathrm{cm}^2$$

$$F_{wH1} = \frac{F'_w}{2}\,\frac{P_{H1}}{P_{2\,ges}} = 2{,}55\ \mathrm{cm}^2\,\frac{15{,}8}{102{,}4} = 0{,}39\ \mathrm{cm}^2$$

$$F_{wH2} = \frac{F'_w}{2}\,\frac{P_{H2}}{P_{2\,ges}} = 2{,}55\ \mathrm{cm}^2\,\frac{2}{102{,}4} = 0{,}05\ \mathrm{cm}^2$$

Spezifische Windungszahlen. Hierunter werden die je 1 cm² Querschnitt unterzubringenden Windungszahlen verstanden. Es ergibt sich

$$w'_1 = \frac{w_1}{F_{w1}} = \frac{765}{2{,}55\,\text{cm}^2} = 298\ \text{Windungen/cm}^2$$

$$w'_2 = \frac{w_2}{F_{w2}} = \frac{814}{2{,}12\,\text{cm}^2} = 384\ \text{Windungen/cm}^2$$

$$w'_{H1} = \frac{w_{H1}}{F_{wH1}} = \frac{96}{0{,}39\,\text{cm}^2} = 246\ \text{Windungen/cm}^2$$

$$w'_{H2} = \frac{w_{H2}}{F_{wH2}} = \frac{24}{0{,}05\,\text{cm}^2} = 480\ \text{Windungen/cm}^2$$

Drahtstärken. Mit Hilfe der spezifischen Windungszahlen kann aus der *Tabelle 3* (I. Band) der maximal mögliche Drahtdurchmesser abgelesen werden. Dabei ergibt sich

$d_1 = 0{,}5$ mm Cu-Lackdraht	mit	$r_1 = 0{,}091\ \Omega/\text{m}$	und	$q_1 = 0{,}196\ \text{mm}^2$
$d_2 = 0{,}4$ mm Cu-L	mit	$r_2 = 0{,}142\ \Omega/\text{m}$	und	$q_2 = 0{,}126\ \text{mm}^2$
$d_{H1} = 0{,}6$ mm Cu-L	mit	$r_{H1} = 0{,}0631\ \Omega/\text{m}$	und	$q_{H1} = 0{,}283\ \text{mm}^2$
$d_{H2} = 0{,}4$ mm Cu-L	mit	$r_{H2} = 0{,}142\ \Omega/\text{m}$	und	$q_{H2} = 0{,}126\ \text{mm}^2$

Unter Umständen können bei geringen Veränderungen in den zur Verfügung gestellten Wicklungsquerschnitten die Drahtdurchmesser auch etwas anders und hinsichtlich der Spannungsverluste günstiger gewählt werden.

Wicklungswiderstände. Sie lassen sich nach der Formel $R_w = w l_m r$ aus der Windungszahl, der mittleren Windungslänge und dem Widerstand je Längeneinheit errechnen. In der *Tabelle 14* sind die l_m-Werte für die innere (primäre) und mittlere (Gleichstrom-) Wicklung und die äußeren (Heiz-) Wicklungen abgestuft angegeben. Zahlenmäßig erhält man

$$R_{w1} \quad 765 \cdot 0{,}172\ \text{m} \cdot 0{,}091\ \Omega/\text{m} \approx 12\ \Omega$$

$$R_{w2} = 814 \cdot 0{,}194\ \text{m} \cdot 0{,}142\ \Omega/\text{m} \approx 22{,}4\ \Omega$$

$$R_{wH1} = 96 \cdot 0{,}216\ \text{m} \cdot 0{,}0631\ \Omega/\text{m} \approx 1{,}3\ \Omega$$

$$R_{wH2} \quad 24 \cdot 0{,}216\ \text{m} \cdot 0{,}142\ \Omega/\text{m} \approx 0{,}74\ \Omega$$

Spannungsverluste in den Wicklungswiderständen. Zu ihrer Berechnung benötigt man die Ströme in den einzelnen Wicklungen. Den Primärstrom ermittelt man am einfachsten aus der Primärleistung zu

$$I_{1\sim} = \frac{P_{1\,\text{ges}}}{U_{1\sim}} = \frac{97{,}4 + 15{,}8 + 2\ \text{VA}}{220\ \text{V}} = \frac{115{,}2}{220}\ \text{A} \approx 0{,}52\ \text{A}$$

Der Sekundärstrom $I_{2\sim}$ für die Gleichrichterschaltung errechnet sich für $2\alpha = 60°$ aus Gl. (284) zu

$$I_{2\sim} \quad 1{,}11 \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}}\, I_- = 1{,}11 \sqrt{\frac{180°}{60°}}\, 0{,}2\ \text{A} \approx 0{,}38\ \text{A}$$

Damit wird

$$\Delta U_1 = R_{w1} I_{1\sim} = 12\,\Omega \cdot 0{,}52\,\mathrm{A} = 6{,}2\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 2{,}8\%$$

$$\Delta U_{2\sim} = R_{w2\sim} I_{2\sim} = 22{,}4\,\Omega \cdot 0{,}38\,\mathrm{A} = 8{,}5\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 3{,}8\%$$

$$\Delta U_{H1} = R_{wH1} I_{H1} = 1{,}3\,\Omega \cdot 0{,}6\,\mathrm{A} = 0{,}78\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 3{,}1\%$$

$$\Delta U_{H2} = R_{wH2} I_{H2} = 0{,}74\,\Omega \cdot 0{,}3\,\mathrm{A} = 0{,}22\,\mathrm{V} \mathrel{\widehat{=}} 3{,}5\%$$

Die prozentualen Spannungsverluste liegen alle in der gleichen Größenordnung. Dies hängt damit zusammen, daß man den Wickelraum prozentual nach der zu übertragenden Leistung auf die einzelnen Wicklungen aufgeteilt hat. Sie sind im übrigen so klein, daß man bei einer zweiten Durchrechnung des Netzgerätes die Zuschlagsfaktoren K_u etwas verkleinern und die Übersetzungsverhältnisse korrigieren kann.

Stromdichte. Zur Kontrolle der Erwärmung sollen die Stromdichten in den einzelnen Wicklungen ermittelt werden. Nach *Tabelle 14* darf S nicht größer als 3 A/mm² sein. Im Nennbetrieb ergibt sich

$$S_1 = \frac{I_{1\sim}}{q_1} = \frac{0{,}52\,\mathrm{A}}{0{,}196\,\mathrm{mm}^2} \approx 2{,}7\,\mathrm{A/mm}^2$$

$$S_{2\sim} = \frac{I_{2\sim}}{q_2} = \frac{0{,}38\,\mathrm{A}}{0{,}126\,\mathrm{mm}^2} \approx 3{,}0\,\mathrm{A/mm}^2$$

$$S_{H1} = \frac{I_{H1}}{q_{H1}} = \frac{0{,}6\,\mathrm{A}}{0{,}283\,\mathrm{mm}^2} \approx 2{,}1\,\mathrm{A/mm}^2$$

$$S_{H2} = \frac{I_{H2}}{q_{H2}} = \frac{0{,}3\,\mathrm{A}}{0{,}126\,\mathrm{mm}^2} \approx 2{,}4\,\mathrm{A/mm}^2$$

Im Nennbetrieb liegen alle Stromdichten bei oder unter dem zulässigen Wert. Erhöht sich die Netzspannung, so wird die Temperatur der Gleichrichterwicklung den zulässigen Wert etwas überschreiten. Zweckmäßigerweise wird man daher bei der zweiten Durchrechnung versuchen, den Drahtquerschnitt dieser Wicklung zu erhöhen. Bei der genauen Festlegung des Wickelaufbaus und der Isolationszwischenlagen wird sich zeigen, ob man die Querschnittsvergrößerung auf Kosten der anderen Drahtstärken vornehmen muß oder ob genügend Reserven im Wickelraum vorhanden sind.

Der vorliegende Entwurf basiert auf der Annahme eines Stromflußwinkels von 60°. Beim Hauptentwurf ist als erstes diese Annahme zu überprüfen; die Überprüfung geht von den Innenwiderständen der Transformatorwicklungen und Gleichrichter aus. Aus ihrem Verhältnis zum Gleichstromwiderstand des Verbrauchers lassen sich dann nach den Formeln aus der Spezialliteratur der genaue Stromflußwinkel errechnen und damit die einzelnen Daten des Netzgerätes korrigieren.

4. Stabilisierung von Anodenspannungen

Stromversorgungsanlagen sollen unabhängig von Schwankungen in der Netzspannung oder der Belastung möglichst konstante Ausgangsspannungen liefern. Die bekanntesten Mittel, dieses Ziel zu erreichen, sind Glimmlampenstabilisatoren, Eisenwasserstoffwiderstände, Kaltleiter, Elektronenröhren, Transistoren, Kohledruckregler, Relaisschnellregler und magnetische Gleichhalter. Hiervon werden die Eisenwasserstoffwiderstände hauptsächlich zur Konstanthaltung der Ströme benutzt,

beispielsweise der Heizströme von Röhrenschaltungen. Während Kohledruckregler, Kaltleiter, Relaisschnellregler und magnetische Spannungskonstanthalter auf der Wechselstromnetzseite eingesetzt werden, arbeiten die Stabilisatoren und Elektronenröhren- oder Transistorregelschaltungen grundsätzlich auf der Gleichspannungsseite des Netzgerätes. Von den verschiedenen Möglichkeiten der Regelung wird hier die Stabilisierung durch Elektronenröhren und Transistoren ausführlicher besprochen.

a) Stabilisierung durch Elektronenröhren

Während sich mit Glimmstabilisatoren nur wenige diskrete Gleichspannungswerte konstanthalten lassen, gestatten die Elektronenröhrenschaltungen, die Gleichspan-

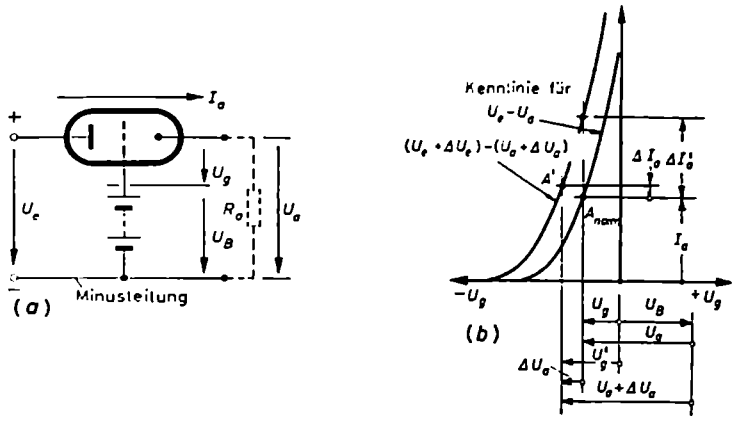


Bild 373. Prinzip der Stabilisierung einer Gleichspannung durch eine Elektronenröhre als regelbarer Längswiderstand. (a) Prinzipschaltung; (b) Darstellung der Wirkungsweise einer Regelröhre im I_a/U_g-Kennlinienfeld

nung ohne Erhöhung des Innenwiderstandes des geregelten Netzgerätes auf fast jeden beliebigen Wert zu stabilisieren. Der Aufbau einer „elektronisch geregelten" Netzgleichrichterschaltung ist wesentlich komplizierter als der einer Glimmstabilisatorschaltung.

Den prinzipiellen Aufbau einer elektronischen Regeleinrichtung zeigt *Bild 373*. Die hier wiedergegebene Schaltung bildet die Ausgangsschaltung zur Entwicklung der modernen Regelvorrichtungen. In ihr ist der mit konstanter Gleichspannung zu versorgende Verbraucher durch seinen Ersatzwiderstand $R_a = U_a/I_a$ veranschaulicht. (Da in den folgenden Ausführungen keine Wechselspannungsgrößen, sondern nur ΔU-Spannungsänderungen vorkommen, wird von jetzt ab der Index _ für die Gleichspannungsgrößen weggelassen.) Die regelnde Elektronenröhre liegt im Stromweg vom „Netz" mit der inkonstanten Eingangsgleichspannung U_e zum Verbrau-

cher R_a mit der konstantzuhaltenden Ausgangsgleichspannung U_a. Als Eingangsspannung U_e kann beispielsweise die Ausgangsgleichspannung $U_- = 233$ V des ungeregelten Netzgleichrichtergerätes vom *Beispiel 45* und *Bild 372* dienen. Die Regelröhre wirkt in der vorliegenden Schaltung wie ein gesteuerter Längswiderstand. Die Steuerung ihres Durchlaßwiderstandes erfolgt am Gitter durch Verändern der Vorspannung. Die Schaltung arbeitet so, daß sie bei einer Zunahme der „Netz"- oder Eingangsspannung U_e den Widerstand der Röhre erhöht. Hierdurch tritt an der Röhre ein erhöhter Spannungsfall auf. Bei konstantem Stromdurchgang und richtiger Auslegung der ganzen Schaltung gleicht die Erhöhung der Spannung an der Regelröhre die Netzspannungszunahme so aus, daß die Spannung am Verbraucher praktisch konstantbleibt.

Die Regelröhre muß so ausgesucht werden, daß sie den verlangten Verbraucherstrom I_a ohne Überlastung ihrer Katode durchläßt. Die Gittervorspannung U_g ist als Spannung U_{gk} zwischen Gitter und Katode gleich dem Potentialunterschied von Gitter und Katode. Bezeichnet man das Potential des Gitters mit φ_g und das der Katode mit φ_k, so ist

$$U_g = U_{gk} = \varphi_g - \varphi_k$$

Bezieht man die Potentialangaben auf das zu Null angenommene Potential der Minusleitung, so kann man $\varphi_g = + U_B$ und $\varphi_k = + U_a$ setzen. Hieraus folgt

$$U_g = U_B - U_a$$

U_B ist hierin die Spannung der Vorspannbatterie. Sie muß etwas kleiner als das unter Umständen recht große U_a sein, damit die Röhre eine negative Vorspannung erhält und auf dem im *Bild 373* (*b*) eingezeichneten normalen Arbeitspunkt A_{norm} arbeitet.

Schwankt die Eingangsspannung, steigt sie beispielsweise um $+ \Delta U_e$ an, so wächst die Verbraucherspannung um ΔU_a. Die Änderung ΔU_a ist geringer als ΔU_e, weil sich gleichzeitig mit dem Anwachsen von U_a die negative Vorspannung der Regelröhre vom Wert $U_g = U_B - U_a$ auf den Wert $U_g' = U_B - (U_a + \Delta U_a)$ erhöht. Das Negativerwerden von U_g hat zur Folge, daß der Strom durch die Röhre nicht so stark steigt, wie er es ohne Regelung getan hätte; er steigt nach *Bild 373* (*b*) nur um ΔI_a statt $\Delta I_a'$. Damit bleibt auch der Spannungsanstieg ΔU_a am Verbraucher, der gleich $R_a \Delta I_a$ ist, geringer als der Wert ΔU_e, um den U_a zunehmen würde, wenn keine Regeleinrichtung vorhanden wäre. Eine geringe Stromänderung ΔI_a und Spannungsänderung ΔU_a am Verbraucher müssen in Kauf genommen werden; denn wenn kein ΔU_a vorhanden ist, kann auch keine Regelwirkung am Steuergitter einsetzen.

Die Regeleigenschaften werden vollkommener, wenn man die kleine Änderung ΔU_a zum Gitter der Regelröhre hin verstärkt. Die Schwankungen am Ausgang werden dann um etwa den Verstärkungsfaktor geringer als in der einfachen Regelschaltung. Eine Verstärkung ist möglich, wenn man nach *Bild 374* in den Querweg eine hochverstärkende Röhre schaltet. Am Gitter dieser Röhre läßt man das kleine ΔU_a

wirksam werden. Auf ihrer Anodenseite nimmt man die negative Vorspannung U_{gR} und die verstärkte Änderung ΔU_{gR} für die Regelröhre ab. Bei der Beschreibung der Arbeitsweise dieser Schaltung geht man am besten von der Verbraucherseite aus. Von der Spannung U_a wird über die Spannungsteilerschaltung ein Bruchteil pU_a

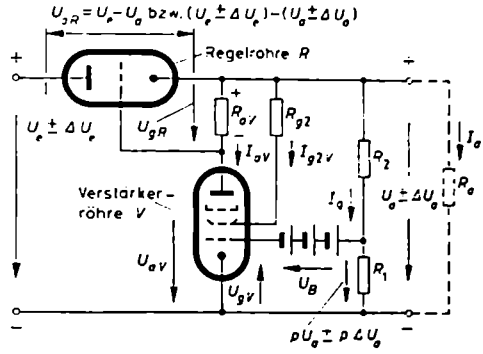


Bild 374. Verbesserung der Regelwirkung der Regelröhre R durch Verstärkung der Schwankungsgröße ΔU_a in einer Verstärkerpentode V

auf das Gitter der Verstärkerpentode gegeben. Zusammen mit der Batteriespannung $-U_B$ bestimmt pU_a die Gittervorspannung U_{gV} der Pentode. Es gilt

$$U_{gV} = -U_B + pU_a$$

Entsprechend dieser Gittervorspannung und der über den Vorwiderstand R_{g2} eingestellten Schirmgitterspannung U_{g2V} fließt in der Verstärkerpentode ein bestimmter Anodenstrom I_{aV}. Er ruft, über den Anodenwiderstand R_{aV} fließend, an ihm einen Spannungsfall $I_{aV}R_{aV}$ hervor, der als negative Vorspannung für die Regelröhre wirkt.

Ändert sich wegen einer Netzspannungsschwankung die Verbraucherspannung U_a um ΔU_a, so entsteht am Gitter der Pentode infolge der Spannungsteilung über $R_1 R_2$ eine Spannungsänderung $p\Delta U_a$. Entsprechend dem Verstärkungsgrad v der Verstärkerpentode ruft sie an R_{aV} eine verstärkte Gitterspannungsänderung

$$\Delta U_{gR} = vp\,\Delta U_a \tag{300}$$

hervor. Bei geschickter Bemessung der ganzen Schaltung läßt es sich erreichen, daß die Vorspannungsänderung so groß wird, daß sich trotz erhöhter Netzspannung der Strom I_a durch die Regelröhre (einschließlich I_{g2V} und I_q) kaum ändert und damit auch die Ausgangsspannung $U_a = R_a I_a$ konstantbleibt.

Die Gitterbatterie U_B vor der Verstärkerpentode kann, wie die *Bilder 375* (*a* und *b*) zeigen, durch eine in die Katodenleitung eingeschleifte Glimmröhre ersetzt werden. Eine Glimmröhre, die über einen Vorwiderstand R_v an der Spannung $U_e \pm \Delta U$ liegt, hat eine von den Schwankungen ΔU_e ihrer Speiseseite praktisch unabhängige, konstante Brennspannung U_{gl} von zum Beispiel etwa 70 oder 85 V; sie liefert die

konstante Vergleichs- oder Normalspannung, der gegenüber das Gitterpotential schwankt. In der Schaltung nach *Bild 375* (*a*) hat das Gitter der Verstärkerpentode, bezogen auf die Minusleitung, das Potential

$$\varphi_{gr} = \div p\,(U_a \pm \Delta U_a) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\,(U_a \pm \Delta U_a)$$

und die Katode das konstante Potential

$$\varphi_{kr} = \div U_{Gl} = 70 \cdots 85\ \mathrm{V}$$

Hiermit ergibt sich für die Gittervorspannung

$$\begin{aligned} U_{gr} &= U_{gk} = \varphi_{gr} - \varphi_{kr} = p\,(U_a \pm \Delta U_a) - U_{Gl} = p\,U_a - U_{Gl} \pm p\,\Delta U_a \\ &= \text{konstanter Wert} \pm p\,\Delta U_a \end{aligned}$$

Die Schaltung nach *Bild 375* (*a*), die im übrigen wie die vom *Bild 374* arbeitet, stellt eine Schaltung mit sogenannter Rückwärtsregelung dar. Die Regelung findet hier von der Ausgangsseite, also von der stabilisierten Seite, aus rückwärts statt.

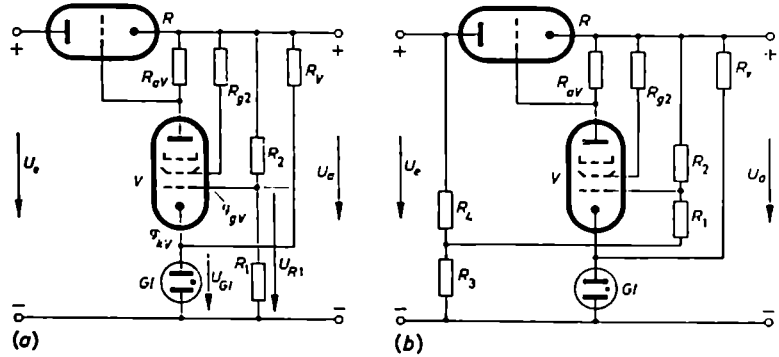


Bild 375. Ersatz der Vergleichsbatterie U_B vom *Bild 374* durch einen Glimmstabilisator. (a) Schaltung bei reiner Rückwärtsregelung; (b) Schaltung bei gemischter Rückwärts- und Vorwärtsregelung

Den Regelantrieb liefern die kleinen verbleibenden Schwankungen ΔU_a. Eine Rückwärtsregelung kann nie zu einer vollständigen Kompensation der Netzspannungsschwankungen führen, da winzige Abweichungen vom Sollwert bleiben müssen, um über die hohe Verstärkung der Verstärkerröhre eine Regelwirkung zustande kommen zu lassen. Der Restfehler kann in der besprochenen Schaltung auf etwa 0,1···0,5% der Netzspannungsschwankungen heruntergedrückt werden.

Im Gegensatz zum *Bild 375* (*a*) gibt *Bild 375* (*b*) eine kombinierte, aus einer Vorwärts- und Rückwärtsregelung bestehende Schaltung wieder. Die Steuerspannung für die Ausregelung der Netzschwankungen wird hier auf der Netzseite vor der Regelröhre abgegriffen, und zwar mit Hilfe des $R_4 R_3$-Spannungsteilers; sie wirkt über den Widerstand R_1 auf das Gitter der Verstärkerröhre ein. Da über R_3 aber auch der Strom aus der hinter der Regelröhre auf der stabilisierten Seite liegenden Kette $R_2 R_1 R_3$ fließt, steckt in der resultierenden Spannung an den Widerständen

$R_3 + R_1$ sowohl die eingangsseitige als auch die ausgangsseitige Schwankung. Durch geschickte Bemessung der Widerstände kann eine fast vollständige Ausregelung von Netzspannungsänderungen erreicht werden.

Sollen zusätzlich zu den Spannungsschwankungen des Netzes auch Belastungsschwankungen ausgeregelt werden, muß man versuchen, eine der Änderung des Laststromes I_a proportionale Spannung zu schaffen und sie in den Regelweg einzuschleusen; dies kann beispielsweise nach *Bild 376* geschehen. An R_5 tritt eine der Schwankung des Laststromes proportionale Spannung auf. Sie wirkt ebenfalls über

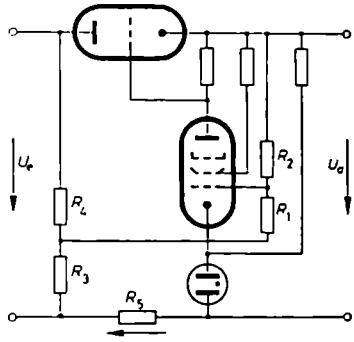


Bild 376. Regelschaltung, die außer Netzspannungsschwankungen Belastungsschwankungen ausregelt

R_3 und R_1 auf das Gitter der Verstärkerpentode ein und nimmt so an der Regelwirkung teil. Die optimale Regelung hängt hier stark von der richtigen Bemessung der Widerstände ab.

Auf Schaltungen, in denen eine konstante, aber zugleich stetig einstellbare Gleichspannung hergestellt wird, soll hier nur hingewiesen werden.

b) Regelschaltungen mit Transistoren

Die in den Schaltungen der *Bilder 375* und *376* als Spannungsnormal wirkenden Glimmröhren haben den Nachteil, daß ihre kleinste stabilisierte Spannung in der Größenordnung von etwa 70···85 V liegt. Dadurch wird von der sonst für die Verstärkerröhre und ihren Anodenwiderstand zur Verfügung stehenden Spannung U_a ein wesentlicher Betrag für den Betrieb der Glimmröhre verbraucht. Die Speisespannung der Röhre und ihres Anodenwiderstandes ist jetzt nur $U_a - U_{Gl}$. Darunter leidet der Verstärkungsgrad der Pentode. Dies ist besonders störend, wenn man Gleichspannungen um 100···140 V stabilisieren will und auf diese Weise dann für den Betrieb der Verstärkerpentode nur etwa 25···65 V übrigbleiben.

Die Schaltungen mit Glimmröhren versagen vollständig, wenn man Ausgangsspannungen unter 70 V, also beispielsweise die für den Betrieb von Transistorschaltungen benötigten Kollektor- und Basisspannungen zwischen 0,1 und 30 V, zu stabilisieren hat. In diesen Fällen verwendet man als Konstanthalter und Spannungsnormal Zener-Dioden, oder man geht wieder zu kleinen Spezialbatterien zurück, den sogenannten Stabilisationszellen von wenigen Volt Spannung. Die Zener-

Dioden gibt es in feinen Abstufungen für den Bereich von 6···20 V. Zugleich geht man in derartigen Netzgeräten meistens auch von den Röhren als regelbare Widerstands- und Verstärkerelemente ab und zu Transistoren über. *Bild 377* zeigt die Prinzipschaltung eines mit drei Transistoren und einer Zener-Diode bestückten Regelgerätes; hier handelt es sich um die gleiche Grundschaltung wie bei den Röhren.

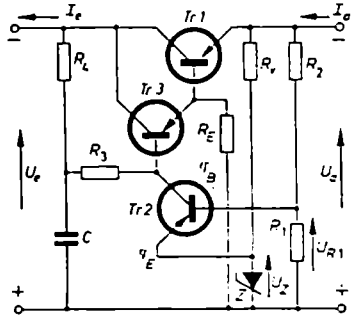


Bild 377. Elektronische Regelschaltung mit Transistoren

Der Verstärkertransistor *Tr 2* arbeitet in Emitterschaltung. Das Potential seiner Emitterelektrode, die der Katode der Verstärkerpentode im *Bild 375 (a)* entspricht, wird durch die Zener-Spannung U_Z der Zener-Diode bestimmt. Die Diode ist über den Vor- und Schutzwiderstand R_v an die zu stabilisierende Ausgangsspannung angeschlossen (Rückwärtsregelung). Dem durch U_Z konstantgehaltenen Emitterpotential φ_E gegenüber schwankt das Basispotential φ_B um den Bruchteil $p\,\Delta U_a = \frac{R_1}{R_1 + R}\,\Delta U_a$ der Schwankungen ΔU_a in der Ausgangsspannung. Hierdurch kommt zwischen Emitter und Basis eine Steuerwirkung zustande, die sich auf der Kollektorseite verstärkt der Basis des nachgeschalteten Transistors *Tr 3* mitteilt. Der sich daraufhin ändernde Emitterstrom des Transistors *Tr 3* ruft am Widerstand R_E und damit auch an der Basis des Regeltransistors *Tr 1* entsprechende Potentialschwankungen hervor. Sie wirken sich dahingehend aus, daß der Durchgangswiderstand zwischen Emitter und Kollektor dieses Transistors geändert wird, und zwar so, daß bei konstanter Stromentnahme einer Spannungszunahme auf der Netzseite ein erhöhter Spannungsbedarf zwischen Emitter und Kollektor gegenübersteht. Bei richtiger Bemessung der ganzen Schaltung verbraucht der Längstransistor *Tr 1* immer gerade so viel mehr an Spannung, wie die Erhöhung der Netzspannung beträgt. Dem eigentlichen Verbraucher wird dadurch eine konstante Spannung angeboten. Leider zeigt die Zener-Spannung eine gewisse Temperaturabhängigkeit; durch sie schwankt der genaue Wert, auf den die Ausgangsspannung eingeregelt wird, etwas mit der Temperatur.

Der Anschluß des Kollektors von *Tr 2* beziehungsweise der Basis von *Tr 3* über die Widerstände R_3 und R_4 an die ungeregelte Eingangsspannung bedingt neben der Rückwärtsregelung über R_1 und R_2 eine gewisse Vorwärtsregelung. Da das skiz-

zierte Regelgerät als Stromversorgungsgerät für Transistorschaltungen gedacht ist und in diesen Geräten negative Kollektorspannungen benötigt werden, wird nicht in der Pluspol-, sondern der Minuspolleitung geregelt.

Schaltungen der vorliegenden einfachen Art vermindern Netzspannungsschwankungen von 10% am Eingang auf etwa $2^0/_{00}$ zum Ausgang hin; ihr Innenwiderstand ist nur etwa 0,1···0,5 Ω.

Beispiel 16

Als Beispiel für die Entwurfsberechnung eines elektronisch geregelten Netzgerätes diene folgende Aufgabe: Die Hauptabmessungen eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes sind für eine feste Ausgangsspannung von $U_{a\_} = 150$ V und eine Stromentnahme zwischen 0···200 mA festzulegen. Das Regelgerät soll Spannungsschwankungen von ± 10% ausregeln.

1) Die elektronische Regeleinrichtung

(a) Regelröhre

Dem elektronisch regelnden Teil wird (zunächst) eine Schaltung nach *Bild 375 (a)* zugrunde gelegt. Als erstes wird die Regelröhre ausgesucht; sie muß in der Lage sein, den verlangten Strom von 200 mA durchzulassen. Der Anodenspannungsbedarf U_{aR} für diesen Strom darf unter den ungünstigsten Betriebsverhältnissen einen bestimmten Wert, der durch die maximal zulässige Anodenverlustleistung festgelegt ist, nicht überschreiten; es muß das Produkt $U_{aR\,max}\, I_{a\,max} \leq P_{a\,max\,zul}$ bleiben. Der Spannungsbedarf soll auch deshalb möglichst klein sein, weil die vom eigentlichen Netzgleichrichterteil anzuliefernde Eingangsspannung U_e um diesen Wert höher als die verlangte Ausgangsspannung U_a sein muß. Es gilt

$$U_e = U_a + U_{aR}$$

Der Höhe des verlangten Stromes wegen wird man nicht darumkommen, zwei Regelröhren parallelzuschalten. Die einzelne Röhre muß dann 100 mA verarbeiten können. Entsprechend den Daten der Röhrentabelle kommen folgende Röhren als Regelröhren in Frage:

EL 86, als Triode geschaltet, mit $I_{k\,max} = 100$ mA und $P_{a\,zul} = 12$ W

PL 81, als Triode geschaltet, mit $I_{k\,max} = 180$ mA und $(P_a + P_{g2})_{zul} = 10$ W

PL 36, als Triode geschaltet, mit $I_{k\,max} = 200$ mA und $(P_a + P_{g2})_{zul} = 13$ W

Die geringste Katodenbelastung bei 100 mA Nutzstrom zeigen die PL 81 und PL 36. Da die PL 36 hinsichtlich der Anoden- und Schirmgitterverlustleistung günstiger als die PL 81 ist, wird sie am besten geeignet sein, bei Vollast und zugleich höchster Netzspannung die überschüssige Spannung und Leistung in sich zu verarbeiten; deshalb wird sie für die vorliegende Aufgabe vorgesehen.

Um das Verhalten der Regelröhre PL 36 bei Netzspannungsschwankungen besser verfolgen zu können, wird ihr Triodenkennlinienfeld experimentell aufgenommen. Das Schirmgitter wird mit der Anode verbunden, das Bremsgitter bleibt unberührt, da es innerhalb des Röhrenkolbens mit der Katode verbunden ist; *Bild 378* zeigt das Triodenkennlinienfeld dieser Röhre. Nach dem Eintragen einer waagerechten 100-mA-Geraden

erkennt man, daß die Röhre bei einer Gittervorspannung von 0 Volt eine Anodenspannung von 54 V und bei einer Gittervorspannung von — 1 V eine Anodenspannung von ≈ 60 V benötigt. Da bei $U_g = -1$ V mit Sicherheit Gitterstromeinsatz vermieden wird, soll der Schnittpunkt der Kennlinie für — 1 V mit der 100-mA-Geraden als Arbeitspunkt *A* gewählt werden, und zwar für den Fall, daß die Netzspannung ihren kleinsten Wert einnimmt. Hier tritt eine Anoden- + Schirmgitterverlustleistung von 0,1 A · 60 V = 6 W auf.

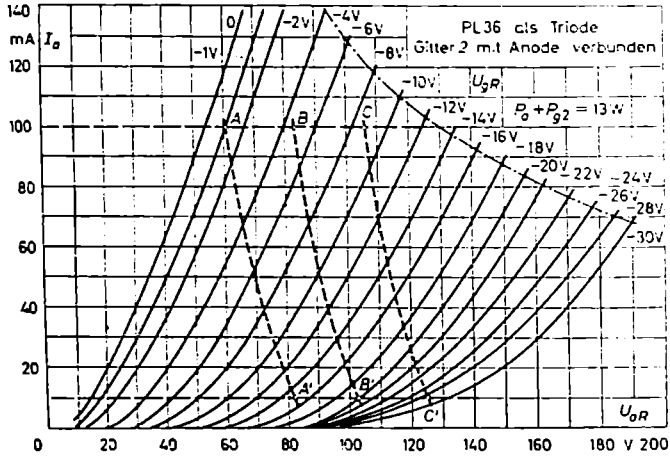


Bild 378. Zum *Beispiel 46*: Kennlinienfeld der Pl 36 als Triode mit den Arbeitspunkten *A*, *B* und *C* bei unternormaler, normaler und übernormaler Netzspannung und Vollast. Die Arbeitspunkte *A'*, *B'* und *C'* gelten bei stark verminderter Belastung

Aus $U_{aR} = 60$ V und der verlangten Gleichspannung von $U_a = 150$ V folgt für die kleinste Netzspannung $U_{e\,min}$ ein Wert von

$$U_{e\,min} = U_{e\,nenn} - 10\% = U_a + U_{aR} = 150\text{ V} + 60\text{ V} = 210\text{ V}$$

Die Nenneingangsspannung $U_{e\,nenn}$ liegt um rund 10% höher. Ihr genauer Rechnungswert ist

$$U_{e\,nenn} = \frac{U_{e\,min}}{0{,}9} = \frac{210\text{ V}}{0{,}9} = 233\text{ V}$$

Bei einer Netzspannungsschwankung von 10% nach höheren Werten hin hat die Eingangsspannung einen Wert von

$$U_{e\,max} = 233\text{ V} \cdot 1{,}1 = 256\text{ V}$$

In diesem Fall muß die Regelröhre durch Änderung ihrer Gittervorspannung so gesteuert werden, daß sie die volle Differenz zwischen der maximalen Eingangsspannung von 256 V und der konstanten Ausgangsspannung von 150 V aufnimmt; dies sind 256 V — — 150 V = 106 V. Trägt man diesen Wert auf der 100-mA-Geraden ein, so erhält man den Arbeitspunkt *C*. Er besagt, daß bei Vollast von 100 mA/Röhre und maximaler Ein-

gangsspannung in der einzelnen Röhre eine Verlustleistung von $I_{a\,max} U_{a\,R\,max} = 0{,}1\ \text{A} \times 106\ \text{V} = 10{,}6\ \text{W}$ auftritt. Da 13 W zulässig sind und der Arbeitspunkt C einen gewissen Sicherheitsabstand von der Grenzleistungskurve hat, ist der Arbeitspunkt C erlaubt. Damit die Röhre bei maximaler Netzspannung diesen Arbeitspunkt einnimmt, muß ihre Gittervorspannung durch die Regelschaltung auf den Wert $U_{g\,R\,max} = -8{,}8\ \text{V}$ gebracht werden.

Im Nennbetrieb und bei Vollast muß die Röhre eine Spannung von $U_{a\,nenn} - U_a = 233\ \text{V} - 150\ \text{V} = 83\ \text{V}$ aufnehmen (Arbeitspunkt B); sie tut es, wenn ihre Gittervorspannung auf $-4{,}7$ V eingeregelt wird.

Bei Verringerung der Stromentnahme von 100 mA auf Null wird sich wegen des Rückgangs der inneren Spannungsverluste in den Innenwiderständen des vorgeschalteten ungeregelten Gleichrichternetzgerätes die Eingangsspannung von U_q um schätzungsweise 10% erhöhen. Dies bedeutet, daß sich bei Abnahme der Strombelastung auf beispielsweise 10 mA die Arbeitspunkte auf den gestrichelten Kurven nach A', B' und C' verschieben. Null kann $I_{a\,R}$ nie werden, weil hinter der Regelröhre auf jeden Fall stets der Querstrom I_q und der Stabilisatorstrom I_{GI} abgenommen wird. Bei Nennbetrieb muß die Gittervorspannung der Regelröhre mit dem Spannungsfall am Anodenwiderstand der Verstärkerröhre auf $-4{,}7$ V eingestellt werden. Bei Netzspannungsschwankungen muß sie auf -1 V beziehungsweise $-8{,}8$ V, das heißt um $-3{,}7$ V beziehungsweise $+4{,}1$ V, also rund um ± 4 V, verschoben werden. Diese Verschiebungen müssen aus den Schwankungen der Ausgangsspannung über die Verstärkerröhre hergeleitet werden. Wird beispielsweise verlangt, daß die Ausgangsspannung von 150 V um nicht mehr als $\pm 0{,}2\,‰$, also $\pm 0{,}03$ V, schwankt, so muß die Verstärkerröhre eine Verstärkung von mindestens 4 V/0,03 V = 133fach haben.

(b) Stabilisatorröhre

Die Stabilisatorröhre wird nach ihrer Brennspannung ausgewählt. Ihre Betriebsspannung soll möglichst klein sein, damit von der 150-V-Spannung ein hinreichend großer Teil für die Anodenspannung der Verstärkerröhre übrigbleibt; sie muß außerdem in der Lage sein, den Katodenstrom der Verstärkerröhre aufzunehmen. Wie sich herausstellen wird, ist dieser Punkt im vorliegenden Fall nicht kritisch. Der Katodenstrom der Verstärkerröhre wird sich als so klein erweisen, daß dem Stabilisator der Hauptteil seines Ruhestromes über den Vorwiderstand R_v zugeführt werden muß. Da bei der Stabilisatorröhre außerdem größter Wert auf die Konstanz ihrer Brennspannung gelegt werden muß, kommen praktisch nur die Röhren 85 A 1, 85 A 2 und 5651 in Frage; ihre Daten sind wie folgt:

	Betriebsspannung	Ruhestrom	Regelbereich
85 A 1	83–87 V	4 mA	1–8 mA
85 A 2	83–87 V	5,5 mA	1–10 mA
5651	82–92 V	2,5 mA	1,5–3,5 mA

Von ihnen wird die Röhre 85 A 2 ausgewählt. Sie hält die Spannung in den weitesten Strombereichen konstant und zeigt außerdem sehr enge Spannungstoleranzen. In der Entwurfsberechnung soll die Röhre mit den Nenndaten 85 V und 5,5 mA eingesetzt werden.

(c) Verstärkerstufe

Als Verstärkerröhre wird eine der modernen hochverstärkenden Pentoden, beispielsweise die EF 80, gewählt. Nimmt man ihre Speisespannung hinter der Regelröhre ab, also auf der geregelten Verbraucherseite, verbleibt für ihre Anodenspannung und den Spannungsfall an ihrem Anodenwiderstand nach Abzug der Stabilisatorspannung ein Betrag von 150 V − 85 V = 65 V. Diese Spannung ist sehr konstant, aber doch reichlich klein, wenn man bedenkt, daß sie die Gesamtspannung für Röhre und Anodenwiderstand ist. Nimmt man die Speisespannung für die EF 80 vor der Regelröhre ab, also auf der ungeregelten Netzseite, ist sie zwar nicht so konstant, dafür aber um 60···100 V größer. In diesem Fall stehen für die Röhre und ihren Anodenwiderstand zur Verfügung

$$\text{minimal}\quad 210\,\text{V} - 85\,\text{V} = 125\,\text{V}$$

$$\text{normal}\quad 233\,\text{V} - 85\,\text{V} = 148\,\text{V}$$

$$\text{maximal}\quad 256\,\text{V} - 85\,\text{V} = 171\,\text{V}$$

Obgleich man ohne ausführliche Versuche nicht endgültig entscheiden kann, welche Anschaltung die beste ist, soll hier der letzte Fall weiterverfolgt werden.

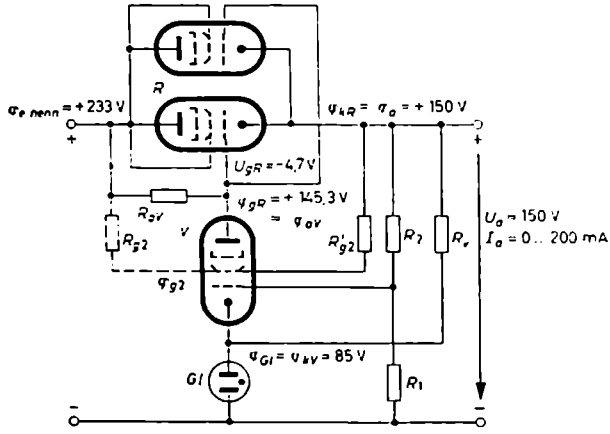


Bild 379. Zu den Potentialverhältnissen in der Regelschaltung vom *Beispiel 16*

Der Spannungsfall am Anodenwiderstand R_{aV} hängt mit der Gittervorspannung U_{gR} der Regelröhre zusammen, und die soll im Nennbetrieb − 4,7 V sein. Damit können jetzt die Spannungsfälle für den Anodenwiderstand und die Verstärkerröhre einzeln angegeben werden. Zum besseren Verständnis der Zusammenhänge sind in der endgültigen Schaltung nach *Bild 379* die bis jetzt festgelegten Potentialwerte eingetragen. Mit ihrer Hilfe errechnet man für den Spannungsfall am Anodenwiderstand R_{aV} einen Wert von

$$U_{RaV} = \varphi_{e\,nenn} - \varphi_{gR} = +\,233\,\text{V} - 145{,}3\,\text{V} = 87{,}7\,\text{V}$$

und für die Anodenspannung der EF 80 einen Wert von

$$U_{aV} = \varphi_{aV} - \varphi_{kV} = 145{,}3\,\text{V} - 85\,\text{V} = 60{,}3\,\text{V}$$

Aus der Kenntnis der Spannungen an R_{aV} und an der Röhre läßt sich noch nicht die Größe des Anodenwiderstandes herleiten, da man weder den Anodenstrom noch die

Schirmgitterspannung und Gittervorspannung der EF 80 kennt. Man kommt hier nicht um eine experimentelle Untersuchung der Verstärkerpentode herum. Für R_{aV} muß man versuchsweise einige Werte annehmen, und zwar große Werte von 500 kΩ, 750 kΩ oder 1 MΩ, um genügend große Verstärkungszahlen zu erhalten. Für sie hat man den Anodenstrom auszurechnen, der an R_{aV} die erforderliche Nennspannung von 87,7 V hervorruft. Anschließend muß man versuchen, diesen Strom durch entsprechende Kombination von Gittervorspannung und Schirmgitterspannung experimentell einzustellen. Wenn man dann bei jeder passenden Kombination auch die Schaltung am Gitter mit einer kleinen Wechselspannung von etwa 0,1 V aussteuert und die jeweilige verstärkte Anodenwechselspannung mißt, findet man den Anodenwiderstand und die Kombination von Schirmgitter- und Steuergitterspannung heraus, die die größte Verstärkung liefert und damit optimale Bedingungen schafft. In dieser Richtung durchgeführte Versuche haben als optimale Daten ergeben:

$$U_{RaV} = U_{aV} = 148\ \text{V} \qquad I_a = 87{,}7\ \text{V}/500\ \text{k}\Omega = 0{,}175\ \text{mA}$$
$$U_{g2} = 62\ \text{V} \qquad I_{g2} \approx 0{,}5\ \text{mA}$$
$$U_{g1} = -2\ \text{V} \qquad v = 208\text{fach}$$
$$R_{aV} = 500\ \text{k}\Omega$$

Die Schirmgitterspannung von 62 V bedingt ein Schirmgitterpotential von $\varphi_{g2} = 85\ \text{V} + 62\ \text{V} = 147\ \text{V}$. Man könnte das Schirmgitter damit beinahe direkt an die stabilisierte Ausgangsspannung hängen. Überlegungen und Versuche zeigen jedoch, daß die Regeleigenschaften besser werden, wenn man das Schirmgitterpotential nicht starr festhält, sondern es bei Netzspannungsschwankungen etwas mitwandern läßt. Dies macht es ratsam, das Schirmgitter über einen Widerstand von

$$R_{g2} = \frac{\varphi_{ermin} - \varphi_{g2}}{I_{g2}} = \frac{233\ \text{V} - 147\ \text{V}}{0{,}5\ \text{mA}} \approx 170\ \text{k}\Omega$$

an die unstabilisierte Gleichspannung U_e zu legen.

In der Entwurfsberechnung fehlt jetzt noch die Erzeugung der Gittervorspannung von $U_{g1} = -2$ V und die Bemessung des Vorwiderstandes R_v der Stabilisatorröhre. Hinsichtlich des zuletzt genannten Widerstandes geht man davon aus, daß der Glimmstabilisator einen Ruhestrom von etwa 5,5 mA haben soll. Da der Katodenstrom der EF 80, bestehend aus dem Anodenstrom und Schirmgitterstrom, auf Grund der Zwischenversuche 0,175 + 0,5 = 0,675 mA ist, muß der Stabilisatorröhre der Reststrom von 5,5 − − 0,675 ≈ 4,82 mA über den Vorwiderstand R_v zugeführt werden. R_v muß dabei eine Potentialdifferenz von $\varphi_a - \varphi_{01} = 150\ \text{V} - 85\ \text{V} = 65\ \text{V}$ aufnehmen. Dies bedeutet, daß er 65 V/4,82 mA = 13,5 kΩ groß sein muß. Gewählt wird $R_v = 15$ kΩ, da der Ruhestrom nicht genau mit 5,5 mA eingehalten zu werden braucht.

Bei der Erzeugung der Gittervorspannung von − 2 V für die EF 80 geht man davon aus, daß die Katode auf dem konstanten Potential von + 85 V liegt. Das Gitter muß dann, wenn die Vorspannung − 2 V sein soll, ein Potential von + 83 V erhalten. Das Potential von 83 V läßt sich mit einer Spannungsteilerschaltung $R_1 R_2$ aus dem stabilisierten Ausgangspotential von + 150 V herleiten. Bei einer maximalen Stromentnahme von 200 mA kann ohne weiteres für den Querstrom ein Wert von $I_q = 1$ mA in Ansatz gebracht werden. Hieraus folgt

$$R_1 + R_2 = \frac{U_a}{I_q} = \frac{150\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 150\ \text{k}\Omega$$

Da an R_1 eine Spannung von 83 V abfallen soll, muß R_1 einen Wert von 83 kΩ und R_2 von 67 kΩ erhalten. Zweckmäßigerweise wird man, um beim Abgleichen der ganzen Regelschaltung die Vorspannung optimal einstellen zu können, zwischen R_1 und R_2 ein kleines Potentiometer P von beispielsweise 5 kΩ einschleifen. Damit ergibt sich R_1 = 80 kΩ und R_2 = 65 kΩ. Mit diesen Rechnungen sind die Hauptabmessungen des Regelteiles der Stromversorgung ermittelt. *Bild 380* zeigt die Schaltung mit den Zahlenwerten der Entwurfsberechnung. Die Widerstände von 100 Ω und 1 kΩ vor den Gittern der Röhren sind Schutzwiderstände, die wilde Eigenschwingungen verhindern sollen.

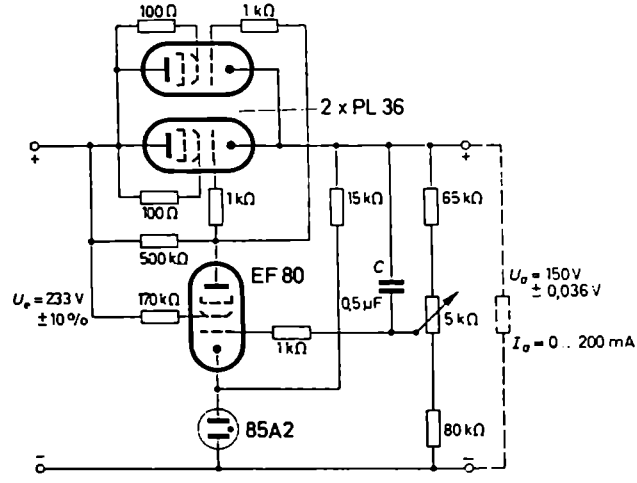


Bild 380. Elektronische Regelschaltung vom *Beispiel 46* mit den Zahlenwerten der Entwurfsberechnung

(d) Abschätzen der Regelgenauigkeit

Die zu erwartende Regelgenauigkeit kann roh abgeschätzt werden. Eine Änderung der Ausgangsspannung um ΔU_a wird mit dem Schwächungsfaktor $p = R_1/(R_1 + R_2)$ = 83 kΩ/150 kΩ = 0,55 auf das Gitter der EF 80 übertragen. Da auf Grund der Zwischenversuche die EF 80 eine Verstärkung von etwa $v = 200$ hat, wird sie an ihrem Anodenwiderstand und damit am Gitter der Regelröhre eine verstärkte Spannungsänderung von

$$\Delta U_{gR} = v\,p\,\Delta U_a \approx 200 \cdot 0{,}55\,\Delta U_a$$

hervorrufen. Bei ± 10% Netzspannungsänderung muß die Gitterspannungsänderung ΔU_{gR} rund ± 4 V sein. Dies wird offenbar erreicht, wenn sich die Ausgangsspannung um

$$\Delta U_a = \frac{\Delta U_{gR}}{v\,p} = \frac{\pm 4\ \mathrm{V}}{200 \cdot 0{,}55} = \pm 0{,}036\ \mathrm{V}$$

ändert. Mithin ist am Ausgang eine prozentuale Änderung der stabilisierten Spannung von 0,036 V/150 V ≈ 0,024% zu erwarten.

Die Daten des vorliegenden entwurfsmäßig dimensionierten Regelteiles müssen natürlich erst in einer Versuchsschaltung praktisch erprobt und gegebenenfalls korrigiert wer-

den, ehe man sie endgültig festlegt. Bei dieser Gelegenheit kann man den Widerstand $R_2 = 65\ \text{k}\Omega$ mit einem Kondensator C überbrücken. Schnelle U_a-Schwankungen, zum Beispiel auch das restliche Netzbrummen in der gleichgerichteten Spannung, werden durch ihn direkt auf das Gitter übertragen, also nicht, wie die Gleichspannungsänderungen, mit dem Schwächungsfaktor $p = 0{,}55$ geschwächt, sondern in voller Stärke; hierdurch wird ihre Ausregelung verbessert. Voraussetzung für diese Wirkungsweise ist, daß der Kondensator so groß ist, daß sein Widerstand für die tiefste, bevorzugt auszuregelnde Schwankungsfrequenz klein gegen R_1 ist.

2) Die Netzgleichrichterschaltung

Mit dem fertig entworfenen Regelteil kennt man die Ausgangsdaten des eigentlichen Netzgleichrichtergerätes. Damit die Regelschaltung bei 200 mA eine Gleichspannung von 150 V abgibt, muß ihre Eingangsspannung U_e im Nennfall der Netzspannung 233 V sein. Dies ist die Gleichspannung, die die Gleichrichteranordnung und der Netztransformator im Nennbetrieb abgeben müssen.

Wie man beim Nachlesen des Aufgabentextes vom *Beispiel 45* feststellen kann, hat es sich dort um den Entwurf des zu diesem Beispiel gehörigen Gleichrichterteiles gehandelt. Die beiden dort vorgesehenen Heizkreise von 25 V und 6,3 V bezogen sich offenbar auf die beiden hier verwendeten Regelröhren PL 36 und die Verstärkerpentode EF 80.

V. Phasenabhängige Gleichrichtung (Phasenbrücken)

In den bisherigen Gleichrichterschaltungen, sowohl denen der Netz- als auch denen der HF-Technik, wurde die Wechselspannung unabhängig von ihrer Phasenlage gleichgerichtet. Der Gleichrichtvorgang wurde nicht von außen, etwa durch eine Vergleichsspannung, gesteuert. Es gibt aber auch Fälle, in denen der über eine Gleichrichteranordnung fließende Strom in bestimmter Weise von einer besonderen Spannung gesteuert werden muß. Beispiele hierfür stellen die Modulationsschaltungen der Trägerfrequenztechnik (Ringmodulator) und die Mischstufe eines Überlagerungsempfängers dar. Diese Schaltungen sollen hier jedoch nicht behandelt werden, weil in ihnen die Steuerung von einer Spannung herrührt, deren Frequenz wesentlich von der der gleichzurichtenden abweicht.

In den Schaltungen, die hier untersucht werden, hängt der Gleichrichteffekt von der Phasenlage der gleichzurichtenden Spannung gegenüber einer Vergleichsspannung ab. Die Vergleichsspannung hat entweder die gleiche Frequenz, aber eine andere Phasenlage als die gleichzurichtende Schwingung, oder sie weicht von ihr so wenig ab, daß sich die gegenseitige Phasenlage im Laufe der Zeit nur ganz langsam ändert. Schaltungen dieser Art heißen „Phasenbrücken" oder „Phasenvergleichsschaltungen".

Das Problem der phasenabhängigen Gleichrichtung liegt beispielsweise bei der Frequenznachregelung der hochfrequenten Sender eines Gleichwellensendenetzes vor. Hier besteht die Aufgabe, aus der Abweichung zweier Trägerfrequenzen, die eigentlich gleich groß sein sollten, durch Gleichrichten einen Richt- oder Steuerstrom herzuleiten, dessen Größe und Vorzeichen sich nach der Differenz der beiden Frequenzen oder ihrem Phasenunterschied richten. Der entstehende Steuerstrom

dient dazu, zwischen den Polen eines Dauermagneten eine kleine Spule zu verdrehen. Die Spule ihrerseits verstellt in dem Quarzgenerator des Nebensenders einen Nachstimmkondensator so, daß seine Frequenz je nach der Größe und Richtung der Abweichung von der Frequenz des Hauptsenders etwas erhöht oder erniedrigt wird. Kommen die beiden Sender beim Abgleichen in den vollen, phasenrichtigen Gleichlauf, so muß der Steuerstrom auf Null gehen, damit die Nachregelung aufhört. Eine ähnliche Aufgabe liegt bei der Abstimmung von Empfängern für den drahtlosen Einseitenbandbetrieb vor. In diesem Fall muß die Frequenz des im Empfänger erzeugten Trägers auf die sehr schwach übertragene Sendefrequenz abgeglichen werden. Auch hier betätigt ein von dem Phasenunterschied der beiden Träger abhängiger Richtstrom ein mechanisches Nachstimmgetriebe des Eigengenerators.

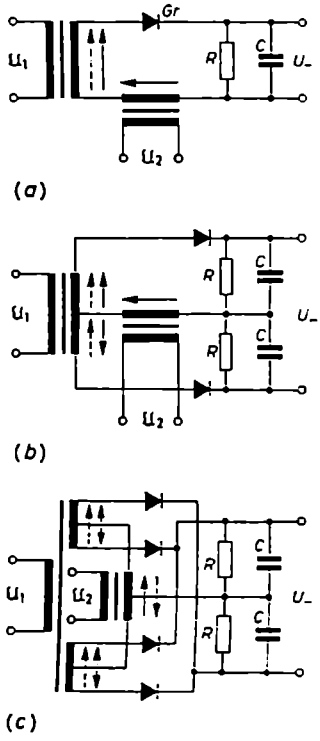


Bild 381. Die Schaltmöglichkeiten von Phasenbrücken. (a) Einfachste Ausführung; (b) Gegentaktschaltung; (c) Doppelgegentaktschaltung. Die eingetragenen Pfeile kennzeichnen die möglichen Stromrichtungen

Wenn man sich die im folgenden behandelten Schaltungen genau ansieht und sie mit den Diskriminatorschaltungen zur Demodulation der Frequenzmodulation vergleicht, wird man finden, daß sie ihnen im Prinzip weitgehend gleichen und praktisch die gleiche Aufgabe zu erfüllen haben.

Bild 381 zeigt Schaltbeispiele einfacher und komplizierter Phasenbrücken; sie sind in jedem beliebigen Frequenzgebiet anwendbar. In den Schaltungen bedeutet beispielsweise $\mathfrak{U}_1$ die gleichzurichtende und $\mathfrak{U}_2$ die steuernde Vergleichsspannung. *Bild 381* (*a*) stellt die einfachste Art eines phasengesteuerten Gleichrichters dar. In der Praxis wird statt dieser Schaltung meistens die Gegentaktschaltung nach *Bild 381*(*b*) angewendet. Sie zeigt gegenüber der ersten den Vorteil, daß die abgenommene Richtspannung U_- unabhängig von der Amplitude der Spannung $\mathfrak{U}_2$ ist (vergleiche hierzu Gl. 303). Die Doppelgegentaktschaltung nach *Bild 381* (*c*) gibt dadurch, daß beide Halbwellen von $\mathfrak{U}_2$ zur Gleichrichtung herangezogen werden, eine doppelt so große Richtleistung wie die einfache Gegentaktschaltung ab.

An Hand der im *Bild 382* vergrößert dargestellten Gegentaktschaltung wird jetzt die Arbeitsweise einer Phasenbrücke näher erläutert. Die Schaltung ähnelt sehr stark der des Phasendiskriminators eines UKW-Empfängers (*Bild 258* im I. Band). Sie weist zwei aus einem Gleichrichter *Gr* und einem *RC*-Glied bestehende, ganz normal aufgebaute Gleichrichterwege auf. Als Speisespannung dient jeweils die

zwischen a und d beziehungsweise b und d liegende Spannung $\mathfrak{U}_{ad}$ beziehungsweise $\mathfrak{U}_{bd}$. Diese Spannungen setzen sich aus zwei Teilspannungen zusammen, von denen die eine gleich der Spannung $\mathfrak{U}_2$ und die andere jeweils gleich der halben Sekundärspannung $\mathfrak{U}_1$ des Übertragers $\ddot{U}\,1$ ist. Mit den Bezeichnungen des Bildes wird

$$\mathfrak{U}_{ad} = \mathfrak{U}_{ac} + \mathfrak{U}_{cd}$$

und

$$\mathfrak{U}_{bd} = \mathfrak{U}_{bc} + \mathfrak{U}_{cd}$$

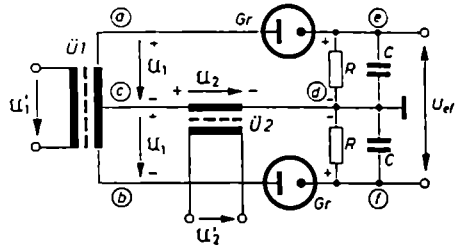


Bild 382. Zur Berechnung der Ausgangsrichtspannung einer Gegentaktphasenbrücke

Wie man den eingetragenen Zählpfeilen entnehmen kann, ist die Spannung $\mathfrak{U}_{bc}$ gegenüber $\mathfrak{U}_{ac}$ um 180° phasenverschoben. Deshalb muß man, wenn man die Bezeichnungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ einführt, schreiben

$$\mathfrak{U}_{ad} = \mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_2$$

$$\mathfrak{U}_{bd} = -\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_2$$

Wenn die Belastungswiderstände R sehr hochohmig sind, entstehen an den RC-Kombinationen Gleichspannungen, die gleich den Scheitelwerten von $\mathfrak{U}_{ad}$ und $\mathfrak{U}_{bd}$ sind. Ist die Belastung nicht sehr hochohmig, sind die Gleichspannungen den Wechselspannungen immerhin proportional. Wegen der Gegeneinanderschaltung der beiden Gleichrichterdioden wird an den Klemmen e und f nicht die Summe, sondern die Differenz der an ed beziehungsweise fd entstehenden Gleichspannungen wirksam. Infolgedessen hat man zu schreiben

$$U_{ef} = U_{ed} - U_{fd} \sim |\mathfrak{U}_{ad}| - |\mathfrak{U}_{bd}| = |\mathfrak{U}_2 + \mathfrak{U}_1| - |\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_1| \qquad (301)$$

Die weitere Auswertung dieses von der Phase zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ abhängigen Ausdrucks geschieht mit Hilfe von *Bild 383 (a)*. Der Zeiger der Spannung $\mathfrak{U}_2$ wird in der reellen Achse liegend angenommen. Ihm gegenüber kann der Zeiger von $\mathfrak{U}_1$ je nach der Phasendifferenz eine um 0···360° verdrehte Lage haben. Nach dem Kosinussatz ist

$$U_{fd} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2\,U_1\,U_2 \cos\alpha}$$

und

$$U_{ed} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2\,U_1\,U_2 \cos(180° - \alpha)}$$

$$= \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2\,U_1\,U_2 \cos\alpha}$$

Unter der Voraussetzung, daß $U_1 = U_2$ ist, ergibt sich

$$U_{ef} = U_{ed} - U_{fd} = \sqrt{2}\, U_1 \left(\sqrt{1 + \cos\alpha} - \sqrt{1 - \cos\alpha}\right)$$

Nach dem Quadrieren beider Seiten wird

$$\begin{aligned} U_{ef}^2 &= 2U_1^2 \left[1 + \cos\alpha + 1 - \cos\alpha - 2\sqrt{(1 + \cos\alpha)(1 - \cos\alpha)}\right] \\ &= 2U_1^2 (2 - 2\sqrt{1 - \cos^2\alpha}) \\ &= 4U_1^2 (1 - \sin\alpha) \end{aligned}$$

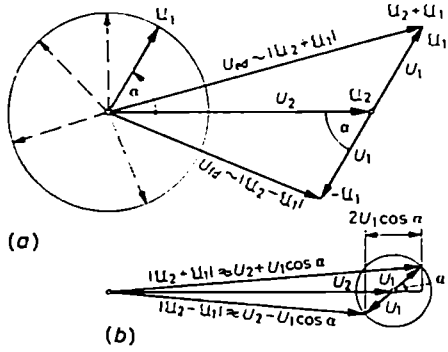


Bild 383. Zeigerdiagramm einer Gegentaktphasenbrücke. (a) dient zur exakten, (b) zur angenäherten Berechnung der Ausgangsspannung. Fall (b) setzt voraus, daß $U_2 \gg U_1$ ist

Hieraus folgt

$$U_{ef} = 2U_1 \sqrt{1 - \sin\alpha} \tag{302}$$

Diese Funktion ist im *Bild 384* dargestellt. Noch einfacher ist die Formel für die Richtspannung aufgebaut, wenn $U_2 \gg U_1$ gewählt wird; in diesem Fall kann nach *Bild 383* (*b*) angesetzt werden

$$|\mathfrak{U}_2 + \mathfrak{U}_1| \approx U_2 + U_1 \cos\alpha$$

und

$$|\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_1| \approx U_2 - U_1 \cos\alpha$$

Dies bedeutet, daß die gesuchte Differenzspannung das Gesetz

$$U_{ef} = |\mathfrak{U}_2 + \mathfrak{U}_1| - |\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_1| \approx 2U_1 \cos\alpha \tag{303}$$

befolgt. In dieser Form ist U_{ef} unabhängig von U_2! Auch diese Funktion ist im *Bild 384* dargestellt. Man erkennt, daß sich je nach dem Größenverhältnis der

beiden Teilspannungen die Form der Kurve zwar etwas ändert, aber die Tendenz ihres Verlaufes die gleiche bleibt. In beiden Fällen hängt die Höhe der entstehenden Richtspannung im wesentlichen von der Phase α zwischen den beiden Spannungen ab.

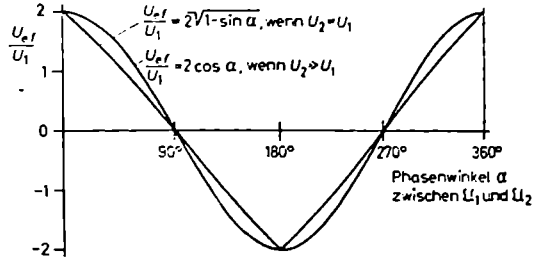


Bild 384. Die Richtspannung der Gegentaktphasenbrücke in Abhängigkeit vom Phasenwinkel zwischen U_1 und U_2

Ist $\alpha = 0°$ oder 180°, das heißt, sind die Spannungen U_1 und U_2 gleich- oder gegenphasig, wird der Richteffekt optimal groß. Die entstehende Spannung ist im ersten Fall positiv, im zweiten negativ. Der Richteffekt ist – ähnlich wie beim Phasendiskriminator für den Träger der frequenzmodulierten Schwingung – Null, wenn der Phasenunterschied 90° oder 270° ist.

E. Schwingungserzeugung (Röhrenoszillatoren für Sinusschwingungen)

I. Generatoren mit Schwingkreisen

1. Prinzip der Selbsterregung

Das Prinzip der Selbsterregung liegt in der Rückkopplung eines Verstärkers begründet. Der Verstärker kann ein Röhren- oder Transistorverstärker sein. Die Verwendung negativer Widerstände zur Schwingungsanfachung – siehe zum Beispiel die Tunneldiode innerhalb eines Schwingkreises (Abschnitt C.I.1.e) – soll hier nicht besprochen werden. Der Übersichtlichkeit wegen werden im folgenden hauptsächlich Röhrenoszillatoren behandelt. Wie im Abschnitt C.II.2. dargelegt ist, können die meisten der für Röhren angegebenen Schaltungen ohne weiteres auch auf Transistoren übertragen werden.

Wenn man auf das Gitter einer Verstärkerröhre von außen eine kleine Wechselspannung gibt und von der verstärkten Energie der Anodenseite einen gewissen Teil wieder auf die Gitterseite zurückführt, und zwar so zurückkoppelt, daß die ursprüngliche und die rückgekoppelte Spannung die gleiche Phasenlage haben, dann wird die Gitterwechselspannung größer. Die Erhöhung der Steuerspannung wirkt sich wie bei einer Kettenreaktion sofort wieder auf die Anodenwechselspannung und von dort rückgreifend von neuem auf die Gitterseite aus: Die resultierende Spannung am Gitter wird nochmals verstärkt. Bei bestimmter Stärke der Rückkopplung bedarf es zum Schluß überhaupt keiner Fremdspannung am Gitter mehr, um im Anodenkreis einen dauernden, selbständigen Wechselstrom aufrechtzuerhalten. Dann ist es so, daß bereits der kleinste Impuls, der beispielsweise durch eine Netzspannungsschwankung, einen Belastungsstoß oder irgendeine kleine Ungleichmäßigkeit in der Katodenemission entsteht, genügt, um die Entwicklung von Schwingungen einzuleiten, die sich zu stabiler Endamplitude aufschaukeln. Unter Umständen ist hierzu schon die natürliche Rauschspannung eines gewöhnlichen Widerstandes in der Lage.

In den praktischen Anwendungen der Selbsterregung kommt es darauf an, daß sich im rückgekoppelten Verstärker nicht irgendeine willkürliche, sondern eine ganz bestimmte Frequenz einstellt. Dies wird dadurch erreicht, daß man entweder in den Verstärkungs- oder in den Rückkopplungsweg ein frequenzabhängiges Schaltglied, zum Beispiel einen Schwingkreis, einschaltet, der auf die verlangte Frequenz abgestimmt ist. In diesem Fall kann sich bei absichtlich schwacher Auslegung der

Rückkopplung von all den Frequenzen, die in dem Spektrum eines Spannungsstoßes oder der Rauschspannung eines Widerstandes oder einer Röhre stecken, nur die Schwingung zu wesentlicher Größe aufschaukeln, deren Frequenz mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt; denn nur für sie liegen günstige Verstärkungsbedingungen vor. Das aussortierende Schaltmittel braucht nicht unbedingt ein Schwingkreis zu sein. Bei den sogenannten *RC*-Generatoren ist es eine Ketten- oder Brückenschaltung aus Widerständen und Kondensatoren, die dafür sorgt, daß nur für eine bestimmte Frequenz die erforderlichen Selbsterregungsbedingungen erfüllt werden. Arbeitet die Generatorschaltung nicht frequenzabhängig, bevorzugt sie keine Einzelfrequenz, sondern gestattet sie einem breiten Frequenzband die Rückwirkung von der Anoden- auf die Steuerseite, so entstehen keine reinen Sinusschwingungen, sondern unter Ausnutzung exponentieller Schaltvorgänge an Spulen und Kondensatoren je nach der Art der Schaltung sägezahnförmige Kippschwingungen (Kippgeneratoren) oder Rechteckschwingungen (Multivibratoren).

2. Selbsterregungsbedingung

Die Ableitung der Selbsterregungsbedingung soll an Hand der transformatorischen Rückkopplungsschaltung von *Meißner* vorgenommen werden; sie ist am einfachsten zu übersehen (*Bild 385*). Wie in jeder normalen Verstärkerschaltung ist auch

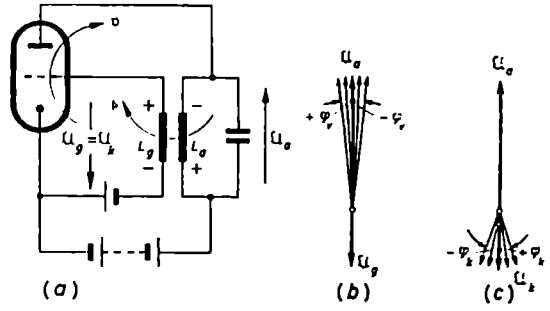


Bild 385. Zur Ableitung der Selbsterregungsbedingung. (a) Schaltung; (b) Phasenfehler $\pm\varphi_v$ im Verstärkungsweg; (c) Phasenfehler $\pm\varphi_k$ im Rückkopplungsweg

hier die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ um den Verstärkungsfaktor $\mathfrak{v}$ der Röhrenschaltung größer als die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$. $\mathfrak{v}$ ist dabei im allgemeinen eine komplexe Größe von der Form

$$\mathfrak{v} = v\,e^{j\varphi_v}$$

Der Betrag v von $\mathfrak{v}$ kennzeichnet die betragsmäßige Verstärkung der Gitterwechselspannung. Der Winkel φ_v charakterisiert die Lage der verstärkten Anodenwechselspannung gegenüber der Gitterwechselspannung. Er hängt, wie später noch genauer gezeigt wird, von den Phasenverhältnissen im Anodenkreis ab. Bekanntlich zeigt

jeder Einröhrenverstärker in Katodenbasisschaltung zwischen seiner Gitter- und Anodenwechselspannung bei reeller Belastung einen Phasenunterschied von 180°. Diese grundsätzliche Umpolung wird nicht in den Verstärkungsfaktor $\mathfrak{v}$ mitübernommen, sondern durch ein einfaches Minuszeichen berücksichtigt. φ_r stellt damit, im Grunde genommen, nur die Abweichung von der 180°-Grundphase, also den Phasenfehlwinkel dar (*Bild 385b*).

Man schreibt

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{v}\,\mathfrak{U}_g \qquad \text{mit} \qquad \mathfrak{v} = v\,e^{j\varphi_r}$$

Hieraus folgt

$$\mathfrak{v} = -\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} \tag{304}$$

Von der verstärkten Anodenwechselspannung wird auf induktivem Weg über die im Anodenkreis liegende Schwingspule L_a ein bestimmter Teil, und zwar der $\mathfrak{k}$-te Teil, auf die Gitterspule L_g zurückgekoppelt. Der die Rückkopplung kennzeichnende Faktor $\mathfrak{k}$ ist ebenfalls eine komplexe Größe, denn die Spannung wird nicht nur mit einem bestimmten Betrag, sondern wegen der Verlust- und Blindwiderstände im Rückkopplungsweg auch mit einer gewissen Phasenverdrehung auf die Gitterseite zurückgeführt. Der Rückkopplungsfaktor ist von der Form

$$\mathfrak{k} = k\,e^{j\varphi_k}$$

Wäre der Anodenwiderstand rein reell und die Rückkopplungsschaltung ohne jeden Phasenfehler, so müßte die Spannung beim Zurückkoppeln um genau 180° umgepolt werden, damit sie auf der Gitterseite mit der ursprünglichen Wechselspannung gleichphasig wird. Diese grundsätzliche Phasenverschiebung von 180° ist auch dann erforderlich, wenn φ_r und φ_k irgendwelche Werte haben. Ähnlich wie bei der Verstärkung wird auch hier die Grundphase von 180° nicht dem Rückkopplungsfaktor zugeschrieben, sondern durch ein besonderes Minuszeichen vor $\mathfrak{k}$ berücksichtigt. Man setzt für die rückgekoppelte Spannung $\mathfrak{U}_k$ an

$$\mathfrak{U}_k = -\mathfrak{k}\,\mathfrak{U}_a \qquad \text{mit} \qquad \mathfrak{k} = k\,e^{j\varphi_k}$$

Hieraus folgt

$$\mathfrak{k} = -\frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_a} \tag{305}$$

Im *Bild 385* (c) sind die Verhältnisse für den Fall phasenreiner und nicht völlig phasenreiner Rückkopplung dargestellt. Hat der Rückkopplungsweg einen Phasenfehler φ_k, liegt $\mathfrak{U}_k$ nicht genau in Gegenphase zu $\mathfrak{U}_a$.

Eine Selbsterregung kann nur stattfinden, wenn die rückgekoppelte Spannung gleich oder größer als die Gitterwechselspannung ist, durch die sie selbst auf dem Wege über die Röhre, den Anodenschwingkreis und die Rückkopplungsschaltung zustande gekommen ist. Mathematisch kann man die Bedingung für die Selbsterregung folgendermaßen formulieren: Es muß sein

$$\mathfrak{U}_k \geq \mathfrak{U}_g$$

Unter Benutzung von Gl. (304) und (305) läßt sich dafür schreiben

$$-\mathfrak{f}\,\mathfrak{U}_a \gtrsim -\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{v}}$$

Hieraus folgt

$$\mathfrak{f} \gtrsim 1/\mathfrak{v}$$

oder

$$\mathfrak{f}\,\mathfrak{v} \geqq 1 \tag{306}$$

Diese Gleichung stellt die Selbsterregungsbedingung dar. Sie ist zum ersten Mal von *Barkhausen* angegeben und besagt, daß der Rückkopplungsfaktor mindestens gleich dem reziproken Wert der Verstärkung sein muß. Schreibt man Gl. (306) in exponentieller Form, kann man sie in zwei Teile aufspalten, von denen sich der eine nur auf die Beträge und der andere nur auf die Winkel bezieht. Man erhält dann

$$\text{die Amplitudenbilanz} \qquad k \geqq 1/v \tag{307}$$

und

$$\text{die Phasenbilanz} \qquad \varphi_k = -\varphi_v \tag{308}$$

a) Amplitudenbilanz

Sie erfordert, daß der Betrag des Rückkopplungsfaktors gleich oder etwas größer als der reziproke Betrag des Verstärkungsfaktors ist.

Ist $k < 1/v$, können sich zufällig vorhandene Schwingungen nicht selbständig aufrechterhalten. Einmal angeregte Schwingungen klingen mit der Zeit ab.

Ist $k = 1/v$, so hält sich eine zufällig vorhandene Schwingung gerade in ihrer zufälligen, meistens sehr kleinen Größe aufrecht (Grenzkopplung). Ist $k > 1/v$, so schaukeln sich die Amplituden von sehr kleinen Werten auf immer größere auf, bis durch irgendwelche Nichtlinearitäten ein weiteres Ansteigen verhindert wird und die Beziehung $k > 1/v$ automatisch auf die Beziehung $k = 1/v$ umgestellt wird. Eine derartige Begrenzung kann beispielsweise stattfinden, wenn mit zunehmender Schwingamplitude die mittlere Steilheit der ausgesteuerten I_a/U_g-Kennlinie und damit die Verstärkung v zurückgeht. Es kann auch bei großen Amplituden der rückgekoppelten Spannung das Gitter bis ins Gebiet positiver Spannungen ausgesteuert werden. Wegen einsetzenden Gitterstroms wird dann die Gitterseite des Rückkopplungsweges nicht mehr im Leerlauf arbeiten, sondern Leistung verbrauchen. Hierdurch stellt sich wie bei jedem belasteten Transformator auf der Sekundärseite nicht mehr die Leerlaufspannung, sondern eine kleinere und wegen der Verluste auch phasenverschobene Spannung ein.

Um einen sicheren Schwingungseinsatz zu erreichen, wird man k stets etwas größer als $1/v$ machen. Man darf in dieser Richtung aber nicht zu weit gehen, damit nicht mit der Aussteuerung auch die Verzerrungen zu stark wachsen. Bei zu großer Rückkopplung ändert sich außerdem die Resonanzkreisbedämpfung; die Resonanzkurve wird breiter. Darunter leidet die Frequenzstabilität der Schwingschaltung.

b) Phasenbilanz

Sieht man von der 180°-Phasenumkehr im Rückkopplungsweg ab, die durch einen entsprechenden Anschluß des Gitters und der Katode an die Gitterwicklung L_g erreicht wird, so besagt Gl. (308), daß der Phasenfehlwinkel φ_r, der im wesentlichen vom Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$ bestimmt wird, dem Vorzeichen nach entgegengesetzt, seiner Größe nach aber gleich dem Fehlwinkel φ_k des Rückkopplungsfaktors sein muß. Eilt zum Beispiel die rückgekoppelte Spannung ihrem Sollwert um einen kleinen Winkel $-\varphi_k$ voraus, so kann sich nur eine solche Schwingung einstellen, für die φ_r negativ, das heißt der Schwingkreiswiderstand im Anodenkreis kapazitiv wird. Dies bedeutet, daß sich der Oszillator nicht genau in der Eigenfrequenz seines Schwingkreises erregt; er muß etwas oberhalb von ihr schwingen.

3. Transformatorische Rückkopplungsschaltung von *Meißner*

Die Meißnersche Rückkopplungsschaltung ist die bekannteste und im Nieder- und Mittelfrequenzgebiet am häufigsten angewendete Schaltung. Sie lag bereits *Bild 385* zugrunde und ist im *Bild 386* mit weiteren Einzelheiten noch einmal wiedergegeben.

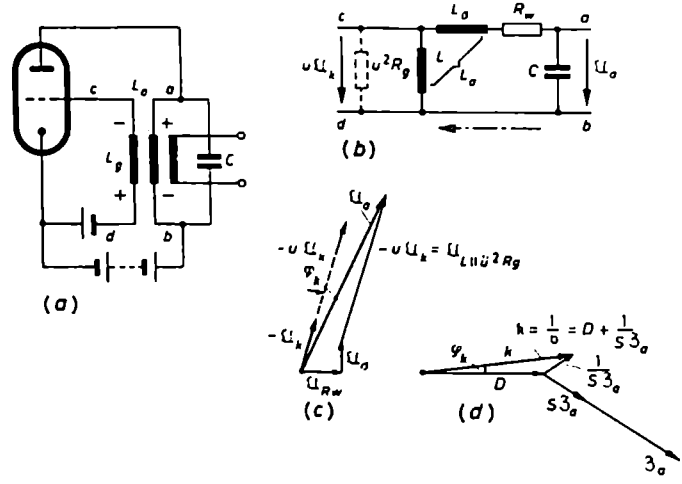


Bild 386. Meißnersche Rückkopplungsschaltung. (a) Prinzipschaltung; (b) zum Nachweis, daß der transformatorische Rückkopplungsweg wegen der Übertragerverluste und der Gitterbelastung einen positiven Phasenfehler φ_k hat; (c) Zeigerdiagramm zu (b); (d) zum Nachweis, daß bei positivem φ_k sich nur eine Schwingung erregen kann, für die $\mathfrak{Z}_a$ kapazitiv wird

Die Induktivität L_a der Primärwicklung des Übertragers bildet zusammen mit der Kapazität C einen Schwingkreis im Anodenweg. Die Sekundärwicklung liegt zwischen Katode und Gitter. Sie ist so gepolt, daß die rückgekoppelte Spannung in Gegenphase zu U_a liegt. Untersucht man die Frage, was für einen Phasenfehler der

Rückkopplungsweg in der Praxis haben wird, so findet man, daß φ_k meistens positiv ist. Auf Grund der Phasenbilanz in Gl. (308) muß dann die Phase von $\mathfrak{v}$ um den gleichen Wert negativ sein. Wie noch genauer gezeigt werden wird, bedeutet dies, daß die selbsterregte Schwingung eine etwas oberhalb der Eigenfrequenz des Schwingkreises liegende Frequenz annimmt.

a) Phasenverhältnisse

Zur genaueren Nachprüfung der Phasenverhältnisse dienen die *Bilder 386* (*b* bis *d*). *Bild 386* (*b*) zeigt die etwas vereinfachte Ersatzschaltung eines mit Verlusten behafteten Schwingkreisübertragers. Man erkennt den Verlustwiderstand R_w und die Streuinduktivität L_σ sowie die Kopplungsinduktivität L; parallel zu ihr liegt die auf die Anodenseite bezogene gitterseitige Belastung $\ddot{u}^2 R_g$. Unter R_g ist hier der besonders bei Aussteuerung ins Positive wirksam werdende Gitterstreckenwiderstand verstanden. An den Klemmen *cd* erscheint die übersetzte Spannung $\ddot{u}\,\mathfrak{U}_k$, und zwar mit negativem Vorzeichen, wenn die beiden Wicklungen umgekehrt gepolt angeschlossen werden. *Bild 386* (c) zeigt das Spannungsdiagramm der Ersatzschaltung. $\mathfrak{U}_a$ setzt sich aus dem Spannungsfall $\mathfrak{U}_{Rw}$ über dem Wicklungswiderstand R_w, dem Spannungsfall $\mathfrak{U}_\sigma$ über der Streuinduktivität und der transformierten Spannung $-\ddot{u}\,\mathfrak{U}_k$ zusammen. $-\ddot{u}\,\mathfrak{U}_k$ ist gleich der Spannung an der Parallelschaltung von Querinduktivität L und transformiertem Belastungswiderstand $\ddot{u}^2 R_g$. Sie ist im wesentlichen induktiv, weicht also nur wenig von der senkrechten Zeigerlage ab, weil $\omega L \ll \ddot{u}^2 R_g$ ist. Aus dem Diagramm erkennt man, daß $-\ddot{u}\,\mathfrak{U}_k$ und $-\mathfrak{U}_k$ der Primärspannung $\mathfrak{U}_a$ um einen kleinen Winkel voreilen und damit der Rückkopplungsfaktor $\mathfrak{k} = -\mathfrak{U}_k/\mathfrak{U}_a$ einen kleinen positiven Fehlwinkel φ_k erhält. Der Rückkopplungsfaktor ist mithin nicht rein reell und kann es wegen des Verlustwiderstandes R_w und des wirksamen Gitterwiderstandes $\ddot{u}^2 R_g$ auch nie genau werden.

In bezug auf die Strom- und Spannungsverhältnisse im Verstärkungsweg ergibt sich zunächst folgendes: Der Anodenstrom der Röhre folgt dem Gesetz

$$\mathfrak{I}_a = S\,(\mathfrak{U}_g + D\,\mathfrak{U}_a) \tag{309}$$

Da zwischen der Anodenwechselspannung und dem Anodenwechselstrom die Beziehung

$$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{Z}_a \mathfrak{I}_a \qquad \text{oder} \qquad \mathfrak{I}_a = -\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{Z}_a}$$

besteht, kann man für Gl. (309) schreiben

$$-\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{Z}_a} = S\,(\mathfrak{U}_g + D\,\mathfrak{U}_a)$$

Nach einigen Umformungen folgt hieraus

$$-\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = \frac{1}{D + 1/S\mathfrak{Z}_a}$$

Das Verhältnis $-U_a/U_g$ stellt nach Gl. (304) den Verstärkungsfaktor $\mathfrak{v}$ dar. Somit hängt die Verstärkung $\mathfrak{v}$ folgendermaßen mit dem Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$ zusammen:

$$\mathfrak{v} = \frac{1}{D + 1/S\,\mathfrak{Z}_a} \tag{310}$$

Nach der Selbsterregungsbedingung muß der Rückkopplungsfaktor gleich der reziproken Verstärkung sein. Dies bedeutet, daß speziell für die Meißnersche Schaltung zwischen dem Rückkopplungsfaktor und den Röhren- und Anodenkreisgrößen folgende Beziehung erfüllt sein muß:

$$\mathfrak{k} \geq D + 1/S\,\mathfrak{Z}_a \tag{311}$$

Liegt $\mathfrak{k}$, wie oben gezeigt wurde, in seinem Winkel φ_k fest, so muß sich, da D und S phasenrein sind, $\mathfrak{Z}_a$ so einstellen, daß der Winkel von $D + 1/S\,\mathfrak{Z}_a$ gleich dem von $\mathfrak{k}$ wird. Im *Bild 386 (d)* ist das entsprechende vollständige Diagramm der Selbsterregungsbedingung dargestellt. Man erkennt, daß der Phasenwinkel von $\mathfrak{Z}_a$ negativ, der Kreis also kapazitiv sein muß, damit die Summe aus D und $1/S\,\mathfrak{Z}_a$ positiv wird. Ein kapazitives $\mathfrak{Z}_a$ bedeutet beim Parallelschwingkreis, daß sich nicht genau die Resonanzfrequenz, sondern eine etwas höhere Frequenz einstellt. φ_k ist belastungsabhängig; mithin schwankt die Frequenz, wenn sich die Belastung ändert. Soll diese Frequenzschwankung vermieden werden, so müssen die phasendrehenden Einflüsse ausgeschaltet oder zumindest stark reduziert werden. Dies bedingt, daß man danach trachten muß, den Verlustwiderstand R_w und die Streuung σ möglichst klein zu halten. Zum anderen muß man den Arbeitspunkt auf der I_a/U_g-Kennlinie durch Wahl der Vorspannung so festlegen, daß das Gitter nur wenig ins Positive ausgesteuert wird.

b) Erforderliche Größe des Rückkopplungsfaktors

Die bisherige Untersuchung der Meißnerschen Schaltung bezog sich im wesentlichen auf die Phasenverhältnisse. Sie erbrachte, daß sich hinsichtlich der Phasenwinkel der Verstärkungsfaktor nach dem Rückkopplungsfaktor zu richten hat. Jetzt soll die zugehörige Amplitudenbilanz diskutiert werden. Sie ergibt, daß sich hier der Rückkopplungsfaktor nach dem Verstärkungsfaktor richten muß.

Unter der Annahme, daß der Oszillator keine nennenswerte Leistung abzugeben hat, was beispielsweise für die Oszillatoren von Überlagerungsempfängern zutrifft, und unter der weiteren Annahme, daß der Phasenwinkel der Rückkopplungsschaltung nur wenige Grad beträgt, kann in bezug auf die Beträge von $\mathfrak{v}$ und $\mathfrak{k}$ der an sich nicht ganz phasenreine Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$ mit genügender Genauigkeit durch den Kreiswiderstand R_K ersetzt werden. Deswegen muß, da S, D und R_K konstruktiv festliegen, die Rückkopplung so ausgeführt werden, daß

$$k \geq D + \frac{1}{S\,R_K} \tag{312}$$

wird. Soll der Generator Leistung abgeben, und zwar möglichst viel, so muß der resultierende Außenwiderstand an den Innenwiderstand der Röhre angepaßt werden. Der resultierende Widerstand besteht aus der Parallelschaltung des Kreiswiderstandes mit dem in den Schwingkreis hineintransformierten Belastungswiderstand. Bezeichnet man den resultierenden Widerstand mit Z'_a, kann man schreiben

$$k \geq D + \frac{1}{S Z'_a}$$

Da bei Leistungsanpassung $Z'_a = R_i$ ist, ergibt sich für diesen Fall

$$k \geq D + \frac{1}{S R_i} = 2D \tag{313}$$

Um die Streuverluste und die Einflüsse nicht ganz phasenreiner Rückkopplung zu berücksichtigen, führt man die Rückkopplung stets etwas kräftiger als theoretisch erforderlich aus. Man wählt

$$k = (1{,}5 \cdots 2)\, k_{theor} \tag{314}$$

Da sich die Spannungen auf der Anoden- und Gitterseite annähernd wie die Windungszahlen der Primär- und Sekundärwicklung des Schwingkreisübertragers verhalten, ist der Rückkopplungsfaktor seinem Betrag nach gleich dem Untersetzungsverhältnis der Windungszahlen. Deswegen ist

$$w_g = (1{,}5 \cdots 2)\, k_{theor}\, w_a \tag{315}$$

Dabei liegt die Windungszahl w_a der Anodenwicklung meistens durch die Induktivitätsforderung dieser Wicklung fest. Sind keine Unterlagen über den Durchgriff, die Steilheit und die Größe des Außenwiderstandes vorhanden, so wendet man zur Festlegung der Gitterwicklung vorteilhafterweise folgende Faustformeln an:

$$\left.\begin{aligned} w_g &= (0{,}1 \cdots 0{,}3)\, w_a \quad \text{im Rundfunkwellengebiet} \\ w_g &= (0{,}5 \cdots 1{,}5)\, w_a \quad \text{im Kurzwellengebiet} \end{aligned}\right\} \tag{316}$$

Diese Formeln berücksichtigen, daß das Spannungsübersetzungsverhältnis der Hochfrequenzübertrager wegen der größeren Streuinduktivitäten nicht mehr mit dem Windungszahlenverhältnis übereinstimmt.

Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß in Oszillatorschaltungen fast immer nur Trioden verwendet werden. Der Grund hierfür liegt darin, daß bei Pentoden der Rückkopplungsfaktor wegen des enorm kleinen Durchgriffs dieser Röhren so gering sein muß, daß man ihn in der errechneten Größe gar nicht mehr definiert genug ausführen kann. Kleine Betriebsschwankungen rufen dann gleich größere Frequenzschwankungen hervor.

c) Speisung der Generatoren

In der Schaltung nach *Bild 386* fließt der Anodengleichstrom durch die Schwingkreisspule, so daß Gleichspannungsquelle, Schwingkreis und Röhre in Reihe ge-

schaltet sind. Man spricht hier von einer „Reihenspeisung" der Schaltung. Da bei Spulen mit Eisenblechkern die Induktivität von der Gleichstromdurchflutung abhängt, besteht in dieser Schaltung die Gefahr einer Frequenzänderung, wenn Anodenstromschwankungen eintreten. Man kann die Frequenzverwerfung und zugleich die hohen Gleichspannungen am Schwingkreis vermeiden, wenn man statt der Reihen- eine „Parallelspeisung" vornimmt; sie ist im *Bild 387* (*a*) dargestellt. Bei ihr liegen Spannungsquelle, Schwingkreis und Röhre parallel. Die Anodendrossel *Dr* soll das direkte Abfließen der Schwingkreisenergie von der Anode über die Spannungsquelle zur Katode und dadurch den wechselstrommäßigen Kurzschluß des Schwingkreises verhindern. Ihr Widerstand ωL_{Dr} muß aus diesem Grunde wesentlich größer als der Schwingkreiswiderstand sein.

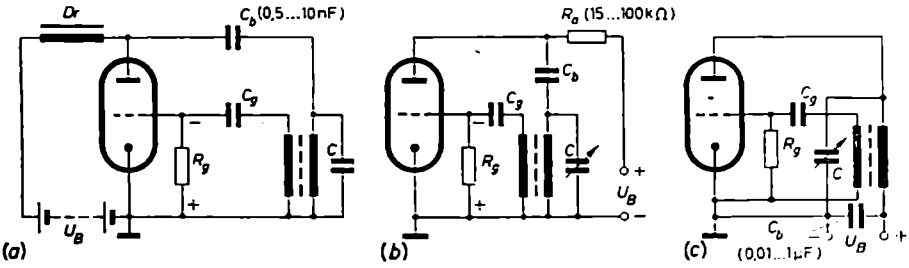


Bild 387. Speisung von Oszillatorschaltungen. (a) Parallelspeisung über Drossel *Dr*; (b) Parallelspeisung, Ersatz der Drossel durch ohmschen Widerstand R_a; (c) Reihenspeisung, Abstimmkondensator im Anodenkreis liegt einpolig an Masse

Häufig wird bei hohen Frequenzen statt der Drossel, deren Wicklungskapazität dann stört, einfach ein ohmscher Widerstand R_a genommen (*Bild 387 b*). Durch den Kondensator C_b wird verhindert, daß die Anodengleichspannungsquelle durch den Schwingkreis kurzgeschlossen wird. Die Parallelschaltung hat den Vorzug, daß, wenn der Schwingkreis mit einem Drehkondensator ausgerüstet ist, das eine Plattenpaar – in der Regel das Rotorplattenpaar – direkt an Masse gelegt und damit jegliche Handempfindlichkeit bei der Einstellung vermieden werden kann. Bei der Reihenschaltung müßte man, wenn man den Drehkondensator einseitig erden will, eine Schaltung nach *Bild 387* (c) wählen. Der Kondensator C_b dieser Schaltung hat die Aufgabe, den Schwingkreis an der unteren aufgetrennten Stelle wechselstrommäßig wieder zu schließen. Je nach der Höhe der Frequenz muß er einen Wert von 0,01 ··· 1 µF haben. Die wirksame Schwingkreiskapazität setzt sich in diesem Fall aus der Reihenschaltung von C_b und C zusammen.

Die Schaltungen nach *Bild 387* (*a* bis c) unterscheiden sich vom *Bild 386* (*a*) auch dadurch, daß hier zur Erzeugung der Gittervorspannung keine besondere Gitterbatterie vorgesehen, sondern in die Gitterleitung ein „Audionblock" aus R_g und C_g eingesetzt ist. Im schwingungslosen Zustand arbeitet die Schwingröhre mit der Gittervorspannung Null. Sobald aber eine Schwingung einsetzt, erzeugt sich die Röhre wie bei der Gittergleichrichtung ihre negative Vorspannung selbst. Die Höhe

der Vorspannung richtet sich nach der Amplitude der vorhandenen Wechselspannung. Es ist klar, daß diese Gleichrichtung eine Belastung und damit neben einer Bedämpfung eine betrags- und phasenmäßige Änderung des Rückkopplungsfaktors bedingt. Näheres über die Wirkungsweise und Größe des RC-Gliedes ist im Abschnitt II. dieses Kapitels zu finden.

4. Induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Schaltung)

Die transformatorische Rückkopplungsschaltung läßt sich leicht umformen. Zunächst kann man die katodenseitigen Enden der Gitter- und Anodenspule miteinander verbinden, da beide – die inneren Wechselstromwiderstände der Batterien zu Null angenommen – wechselstrommäßig auf Katodenpotential liegen. Zur gleichspannungsmäßigen Trennung der Gitter- und Anodenkreise muß dann in den ersten ein Kondensator C_b eingeschaltet und dem Gitter die Vorspannung über einen Gitterwiderstand R_g zugeführt werden. Diese Schaltung ist im *Bild 388* (*a*) angegeben. Aus ihr erhält man eine neue Rückkopplungsschaltung, wenn man den Schwingkreiskondensator C zwischen die beiden oberen Endpunkte der Anoden- und Gitterwicklung legt (*Bild 388b*). C ist hier, wie man nach einer kleinen zeichnerischen Umänderung von *Bild 388* (*b*) in *Bild 388* (*c*) erkennt, nicht nur parallel

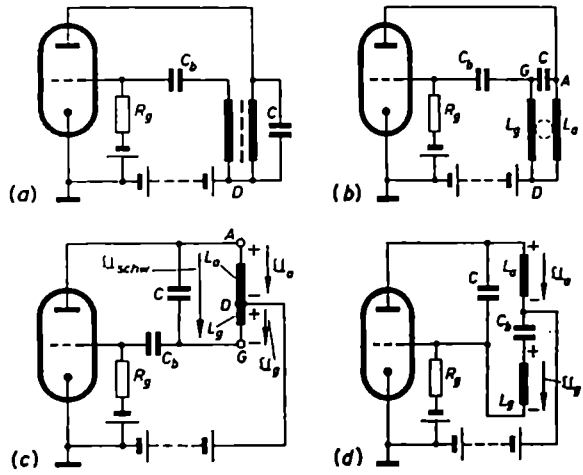


Bild 388 (a bis d). Induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Schaltung) und ihre Entstehung aus der Meißnerschen Schaltung

zur Primärwicklung, sondern parallel zur Reihenschaltung der Anoden- und Gitterwicklung angeordnet. In diesem Fall spricht man von einer induktiven Rückkopplungsschaltung, weil jetzt gewissermaßen ein Teil der induktiven Schwingkreisspannung auf das Gitter zurückgekoppelt wird. Die drei charakteristischen Anschlußpunkte A, D und G der Schwingspule haben der Schaltung auch den Namen

„induktive Dreipunktschaltung" oder „induktive Spannungsteilerschaltung" eingetragen; die Amerikaner nennen sie die „Hartley-Schaltung".

Dadurch, daß der Abgriff D der Spule wechselstrommäßig Katodenpotential führt und auf diesen Punkt die Potentiale der beiden anderen Anschlußpunkte bezogen werden, haben die Anoden- und Gitterwechselspannung, wie die Vorzeichen und Pfeile im *Bild 388* (c) veranschaulichen, entgegengesetzte Richtungen und erfüllen damit automatisch die 180°-Bedingung. Der Pfeil der Anodenwechselspannung zeigt zur Katode, der der Gitterwechselspannung von ihr fort. Gitter und Anode schwingen demnach in bezug auf die Katode mit um 180° versetzten Phasen.

Durch Wahl der Anzapfung D der Schwingkreisspule kann der Rückkopplungsfaktor betragsmäßig eingestellt werden. Im vorliegenden Fall, wo gewissermaßen eine Spartransformatorschaltung mit fester Kopplung der beiden Teilspulen vorliegt, ist der Rückkopplungsfaktor etwa gleich dem Verhältnis der Teilwindungszahlen w_g und w_a, so daß man schreiben kann

$$k = \frac{U_c}{U_a} \approx \frac{w_g}{w_a} \tag{317}$$

Der Aufbau der Schaltung läßt sich auch so durchführen, daß als Induktivitäten L_g und L_a zwei magnetisch nicht miteinander gekoppelte Spulen verwendet worden (*Bild 388d*). Zwischen die Spulen ist ein großer Kondensator C_k geschaltet. Er dient einmal zum Abblocken der Anodengleichspannung vom Gitter und zum anderen bei zu starker Aussteuerung zur Erzeugung einer zusätzlichen Gittervorspannung nach dem Audionprinzip. In der Schaltung nach *Bild 388* (*d*) hat k bei Verwendung gleicher Spulentypen und beim Fehlen jeglicher magnetischer Kopplung zwischen den beiden Spulen den Wert

$$k \approx \frac{\omega L_g}{\omega L_a} = \left(\frac{w_g}{w_a}\right)^2 \tag{318}$$

Der Gitterwiderstand R_g, über den der Röhre die erforderliche Gittervorspannung zugeführt wird, muß in allen Schaltungen vom *Bild 388* möglichst groß sein, damit er die Gitterwechselspannung nicht kurzschließt. Trotzdem stellt er auch dann noch eine kleine Belastung der Gitterseite dar, durch die die Phase der rückgekoppelten Spannung etwas aus ihrer 180°-Lage verschoben wird. Die Folge ist, daß auch diese Schaltungen nicht genau in der Eigenfrequenz des Schwingkreises schwingen.

5. Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Schaltung)

Teilt man nicht die Induktivität, sondern die Kapazität C des Schwingkreises in zwei Kondensatoren C_1 und C_2 auf, und verbindet man den Aufteilungspunkt mit der Katode, so kommt man zur kapazitiven Rückkopplungsschaltung (*Bild 389*). Der Rückkopplungsfaktor ist hier durch den Ausdruck

$$k = \frac{U_g}{U_a} \approx \frac{1/\omega C_2}{1/\omega C_1} = \frac{C_1}{C_2} \tag{319}$$

gegeben. Was die Pfeile im *Bild 389* veranschaulichen, wird auch hier die Bedingung der Gegenphasigkeit von $\mathfrak{U}_g$ und $\mathfrak{U}_a$ automatisch erfüllt. Der Pfeil von $\mathfrak{U}_a$ weist zur Katode, der von $\mathfrak{U}_g$ von ihr fort. Das Ungefährzeichen in Gl. (319) besagt, daß die Formel nicht die Verluste und sonstigen phasendrehenden Einflüsse der Schaltung berücksichtigt. So liegt zum Beispiel parallel zu C_2 der Widerstand R_g. Hierdurch wird die Spannung über C_2 weder genau mit der über C_1 in Gegenphase liegen noch sich betragsweise streng nach den Kapazitätswerten richten.

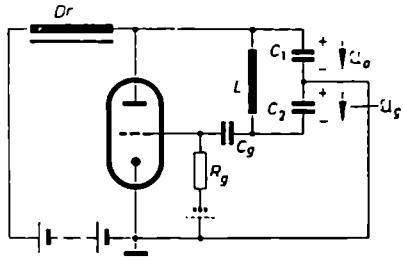


Bild 389. Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Schaltung)

Bei der kapazitiven Rückkopplungsschaltung läßt sich nur die Parallelspeisung anwenden. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist die Erzeugung sehr hoher und höchster Frequenzen (Abschnitt 10.). Im Ausland ist diese Schaltung unter dem Namen „Colpitts-Schaltung" bekannt.

6. Huth-Kühn-Schaltung

Die Huth-Kühn-Schaltung ist im *Bild 390(a)* dargestellt; hier handelt es sich um eine Generatorschaltung, die äußerlich keine Rückkopplungselemente erkennen läßt. Die Induktivität L_a im Anodenschwingkreis und die Induktivität L_g im Gitterkreis der Röhre sind nicht miteinander gekoppelt. Die Schaltung wird über die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} der Röhre selbsterregt. Die Gitter/Anoden-Kapazität stellt den Rückkopplungsweg dar, über den Energie von der Anodenseite auf die Gitterseite zurückgeführt wird (*Bild 390b*). Die Huth-Kühn-Schaltung kann nach *Bild 390(c)* als eine Dreipunktschaltung aufgefaßt werden, in der die Kapazität C_{ga} die Schwingkreiskapazität bildet. Die Reihenschaltung des Anodenwiderstandes $\mathfrak{Z}_a$ mit dem Gitterwiderstand $\mathfrak{Z}_g$ stellt die erforderliche Schwingkreisinduktivität dar. Wenn es zur Selbsterregung kommt, schwingt der Generator weder in der Eigenfrequenz seines Anoden- noch seines Gitterschwingkreises, sondern niedriger. Es kann sich nur eine solche Schwingung erregen, für die die Reihenschaltung von $\mathfrak{Z}_a$ und $\mathfrak{Z}_g$ im ganzen induktiv ist. Damit die Spannung $\mathfrak{U}_a$ über $\mathfrak{Z}_a$ und $\mathfrak{U}_g$ über $\mathfrak{Z}_g$ gegenphasig sind, müssen die beiden Kreise auch einzeln induktiv sein. Die Kleinheit der Gitter/Anoden-Kapazität bedingt, daß die Frequenz, in der die Schaltung sich erregt, sehr hoch ist. Die Huth-Kühn-Schaltung bildet die Grundlage der Quarzgeneratoren.

In der ersten Entwicklungsperiode der Hochfrequenzverstärker bereitete die Gitter/Anoden-Kapazität beträchtliche Schwierigkeiten. Man kannte seinerzeit noch keine

Pentoden, sondern mußte beim Aufbau von Verstärkern Trioden verwenden. Die verhältnismäßig große Kapazität zwischen Gitter und Anode einer Triode gab oft und leicht Anlaß zur Selbsterregung des Verstärkers, zumal bei einem HF-Verstärker im Gitter- und Anodenkreis abgestimmte Resonanzkreise vorhanden sind. Der Verstärker führte dann unerwünschte, sogenannte wilde Schwingungen im

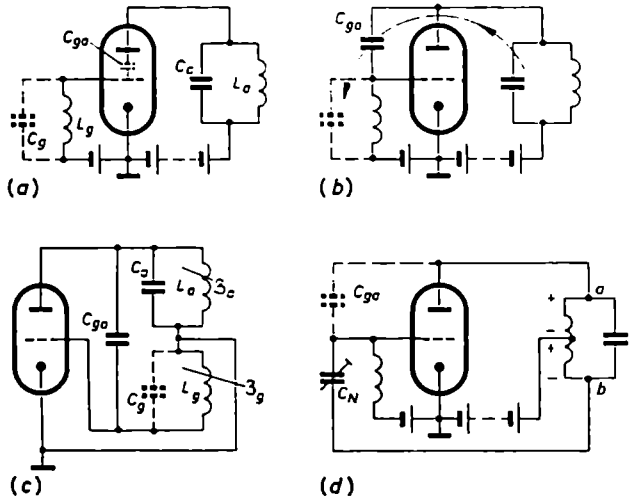


Bild 390. Huth-Kühn-Schaltung. (a) Schaltung; (b und c) Ersatzschaltungen; (d) Neutralisation einer HF-Verstärkerstufe

Kurzwellen- und Ultrakurzwellengebiet aus. Man konnte damals der Schwingneigung dieser Verstärker nur dadurch begegnen, daß man dem gefährdeten Gitter über einen „Neutrodynkondensator" C_N von einem anderen, zur Anode in Gegenphase schwingenden Schaltpunkt eine gleich große, aber in der Phase entgegengesetzt gepolte Spannung zuführte; eine solche Neutralisationsschaltung zeigt *Bild 390 (d)*. Dadurch, daß man die Spule des Anodenschwingkreises in der Mitte anzapft und an diesen Punkt die Katode anschließt, führen die Punkte *a* und *b* der Katode gegenüber entgegengesetzte Wechselpotentiale. Infolgedessen kann die Spannung zwischen *b* und Katode als Neutralisationsspannung für die über C_{ga} zurückgekoppelte Spannung dienen. Heutzutage verwendet man in den Resonanzverstärkern vorwiegend Schirmgitter- oder Pentodenröhren. Wegen ihrer verschwindend kleinen Gitter/Anoden-Kapazität neigen sie kaum zur Selbsterregung. Wo sie es dennoch tun, genügt es, dicht vor den Röhrenanschlußpunkt in die Gitter- oder Anodenleitung einen kleinen Widerstand von 100 Ω···1 kΩ zu schalten. An diesen Stellen angebracht, liegt der Widerstand als Längswiderstand mitten in dem gefährdeten Schwingkreis $C_{ga}L_gL_a$; hier wirkt er als Dämpfungswiderstand und verhindert die Entstehung wilder Schwingungen.

7. Elektronengekoppelte Oszillatoren (Eco-Schaltungen)

Die bisherigen Untersuchungen zeigten, daß jede Belastung eines Schwingkreises wegen ihrer die Resonanz verflachenden und die Phase zwischen den Spannungen drehenden Eigenschaft zu einem frequenzinstabilen Verhalten des Generators führt. Will man den schädlichen Einfluß der Belastung auf die Frequenz ausschal-

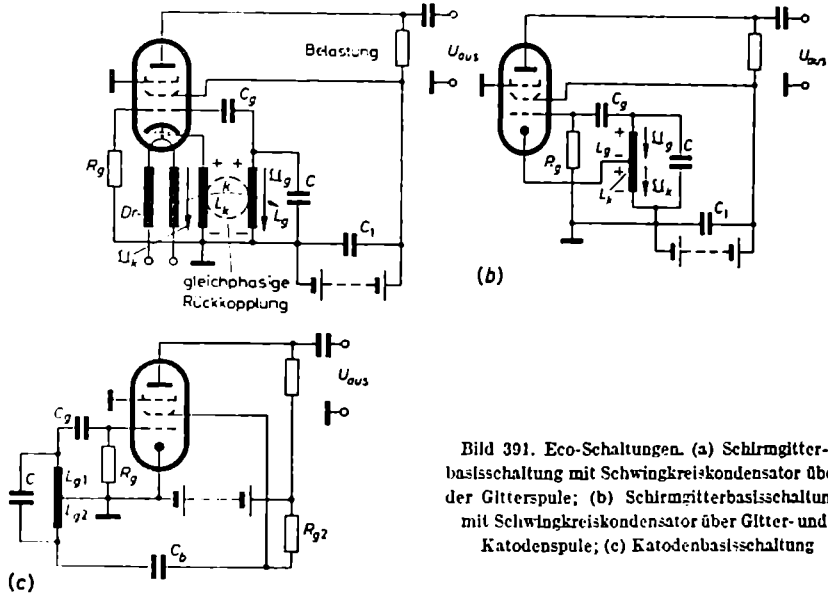


Bild 391. Eco-Schaltungen. (a) Schirmgitterbasisschaltung mit Schwingkreiskondensator über der Gitterspule; (b) Schirmgitterbasisschaltung mit Schwingkreiskondensator über Gitter- und Katodenspule; (c) Katodenbasisschaltung

ten, so muß man den die Frequenz bestimmenden Schaltkreis und den Belastungskreis möglichst weitgehend entkoppeln. Dies kann am besten durch eine besondere Röhre zwischen Oszillator und Verbraucher geschehen. Eine andere, einfachere und fast ebenso wirksame Lösung bietet die sonst in Generatorschaltungen nicht übliche Pentode. Den Oszillatorteil ordnet man im System Katode–Gitter-Schirmgitter an. Die Schwingkreisenergie wird im Anodenkreis abgenommen. Da der Verbraucher in diesem Fall weder galvanisch noch kapazitiv noch induktiv, sondern nur über den „Elektronenstrom mit dem Oszillatorteil gekoppelt" ist (electron-coupled oscillator, abgekürzt Eco-Oszillator), findet nur eine geringe Rückwirkung der Belastungsseite auf die Oszillatorseite statt.

Im *Bild 391* sind einige Schaltmöglichkeiten dargestellt. Die Schaltung im *Bild 391 (a)* ist dadurch gekennzeichnet, daß wechselstrommäßig nicht die Katode, sondern das Schirmgitter geerdet ist. Die Katode führt wegen des induktiven Widerstandes ωL_k in ihrer Zuleitung Wechselspannungen gegen Erde. Das Schirmgitter liegt wegen des niedrigen kapazitiven Widerstandes von C_1 wechselstrommäßig auf Erdpotential. Gleichstrommäßig hat es gegen Erde und Katode ein positives Poten-

tial, und zwar das der positiven Klemme der Speisebatterie. Der Schwingkreis aus L_g und C liegt auf der Gitterseite. Er wird von L_k aus durch den im Schirmgitter-Katode-Kreis fließenden Wechselstrom induktiv angeregt. Damit in dieser Schaltung die Phasenbilanz erfüllt ist, muß die Rückkopplung vom Katodenkreis auf den Gitterkreis gleichphasig, also nicht mit 180° Differenz erfolgen (vergleiche hierzu den Katodenverstärker im Abschnitt B.IV.3.). Dadurch, daß zwischen Anode und Steuergitter zwei wechselstrommäßig geerdete Elektroden – das Bremsgitter und das Schirmgitter – liegen, sind Generator- und Verbraucherkreis weitgehend entkoppelt.

Die Schaltung im *Bild 391* (*b*) ist ganz ähnlich der Schaltung vom *Bild 391* (*a*) aufgebaut. Wie beim Übergang vom *Bild 388* (*a*) auf *Bild 388* (*b*), so ist auch hier der Schwingkreiskondensator C statt über die Gitterspule allein über die Reihenschaltung von Gitter- und Katodenspule gelegt.

Sowohl in der Schaltung nach *Bild 391* (*a*) als auch in der nach *Bild 391* (*b*) hat die (ungeerdete) Katode gegen den geerdeten Heizkreis eine verhältnismäßig große Kapazität. Der Heizkreis muß gut verdrosselt werden, wenn verhindert werden soll, daß Schwingungsenergie von der Katode über die Heizung nach Erde abfließt. Diesen Nachteil vermeidet die Schaltung nach *Bild 391* (*c*). Hier handelt es sich um eine ganz gewöhnliche Dreipunktschaltung zwischen Schirmgitter, Katode und Gitter, in der wieder die Katode geerdet ist. Da in diesem Fall jedoch zwischen Generator- und Verbraucherkreis nur ein Gitter an Erde liegt, nämlich das Bremsgitter, ist hier die Entkopplung der beiden Kreise nicht so vollkommen wie in den beiden anderen Schaltungen.

8. Clapp-Oszillator

Eine Abwandlung der kapazitiven Spannungsteilerschaltung stellt der Clapp-Oszillator dar (*Bild 392*). Er arbeitet, da die Katode „hochliegt" und die Anode

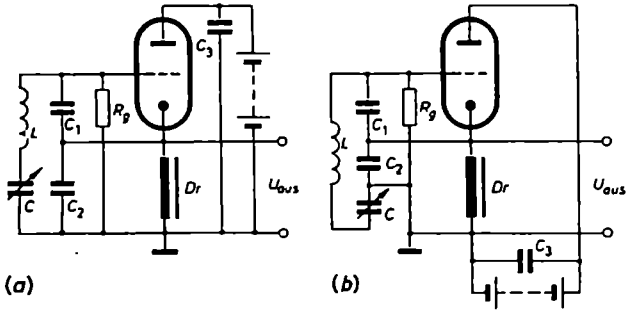


Bild 392. Clapp-Oszillator. (a) Schaltung in Anodenbasisschaltung; (b) Umzeichnung von (a)

durch den großen Kondensator C_3 wechselstrommäßig geerdet ist, in Anodenbasisschaltung. Nach *Bild 392* (*a*) liegt zwischen Gitter und Erde ein Reihenschwingkreis aus L und C. Seine (geringe) äußere Klemmenspannung wird durch C_1 und C_2

kapazitiv aufgeteilt. Bei der Selbsterregung regt die geringe, sich über C_2 ausbildende Röhrenausgangsspannung den Schwingkreis zum Mitschwingen an. Vom Schwingkreis aus findet die Rückkopplung auf C_1 und das Gitter statt.

Die Schaltung zeichnet sich durch die lose Ankopplung der Röhre an den Schwingkreis aus. Nach *Bild 392 (b)*, das eine einfache Umzeichnung vom *Bild 392 (a)* ist, liegt die Resonanzspannung über der Spule zugleich über der Kettenschaltung von C_1, C_2 und C. C_1 und C_2 sind annähernd gleich und groß gegenüber C. Bei einem Oszillografen für 3 MHz ist beispielsweise $C_1 = C_2 \approx 1000$ pF und C etwa 50 bis 200 pF. Der große Unterschied in den Kapazitätswerten bedingt, daß über C_1 und C_2 und damit zwischen den Röhrenanschlußpunkten nur ein Bruchteil der Resonanzspannung $U_L = U_{C_{ges}}$ auftritt. Dies wirkt sich so aus, daß die Röhre mit ihrer übrigen Schaltung nur lose an den Schwingkreis angekoppelt ist und ihn daher nur wenig bedämpft und beeinflußt. Insbesondere gehen die Röhrenkapazitäten mit ihren Schwankungen bei Röhrenwechsel kaum auf die Höhe der sich einstellenden Frequenz ein. C_{gk} liegt parallel zu C_1, C_{ak} liegt über C_3 parallel zu C_2 und schließlich C_{ga} parallel zur Reihenschaltung von C_1 und C_2. Sie verändern wohl etwas den wirksamen Wert von C_1 oder C_2, aber, da C_1 und C_2 groß gegen C sind, kaum die resultierende Kapazität C_{ges}.

Seiner weitgehenden Unabhängigkeit von den Eigenschaften des Verstärkerelementes verdankt es der Clapp-Oszillator, daß er gern in Schwingschaltungen mit Transistoren angewendet wird, bei denen auf Grund von Exemplarstreuungen und Temperatureinflüssen mit stärkeren Schwankungen der Transistorkapazitäts- und -widerstandswerte gerechnet werden muß (*Bild 302* im Abschnitt C.II.2. über Transistoren). Als Nachteil der losen Kopplung muß in Kauf genommen werden, daß die abgegebene Oszillatorspannung verhältnismäßig klein und zudem von der Einstellung des Hauptkondensators C abhängig ist. Mit abnehmendem C, also steigender Frequenz, nimmt wegen der immer ungünstiger werdenden Spannungsaufteilung zwischen C_1 und C_2 einerseits und C andererseits die Amplitude der Schwingung ab. Eine Verbesserung erreicht man, wenn man den Kondensator C fest wählt und die Abstimmung durch einen variablen Kondensator parallel zu C_1 und C_2 vornimmt.

9. Gegentaktschaltungen

Gegentaktoszillatoren sind grundsätzlich aus zwei gegeneinandergeschalteten normalen Oszillatoren aufgebaut. *Bild 393* zeigt eine abstimmbare Hartley-Gegentaktschaltung. Da Gegentaktschaltungen gute Stabilisierungseigenschaften aufweisen, werden sie häufig für selbsterregte HF-Sender kleiner Leistung verwendet.

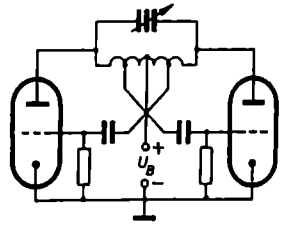


Bild 393. Gegentaktoszillator

10. Rückkopplungsschaltungen für sehr kurze Wellen

Je höher die Frequenzen sind, die man erzeugen will, um so kleiner muß man die Schwingkreiselemente L und C machen. Im Extremfall läßt man alle äußeren Kapazitäten weg und nutzt nur die inneren Röhrenkapazitäten aus. Als Induktivität wird keine mehrwindige Spule mehr, sondern ein kleiner Drahtbügel oder eine im Verhältnis zur Wellenlänge kurze, kurzgeschlossene Lecherleitung verwendet [13; 14]. Hat die Lecherleitung eine Länge $< \lambda/4$, so wirkt sie nach Abschnitt H.II.5.j) im I. Band wie eine Induktivität. Die Frequenz eines solchen Generators, dessen Schaltung im *Bild 394* angegeben ist, wird dadurch variiert oder eingestellt, daß man

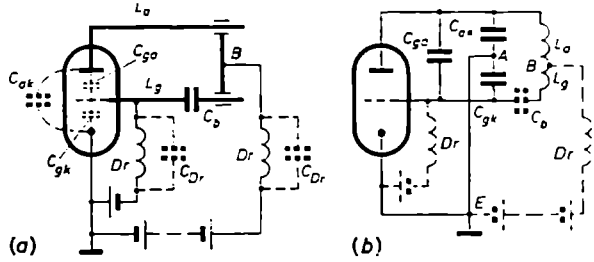


Bild 394 (a und b). Rückkopplungsschaltung für kürzeste Wellen mit Ersatzschaltung

den Drahtbügel oder das kurzgeschlossene Lechersystem posaunenartig verlängert oder verkürzt. Eine kleine Änderung in der zeichnerischen Anordnung von *Bild 394* (*a*) in *Bild 394* (*b*) läßt erkennen, daß die Schwingkreiskapazität durch die Parallelschaltung von C_{ga} mit $C_{ak} \cdot C_{gk}$ und die Schwingkreisinduktivität durch die Induktivität des Kurzschlußbügels $L_a C_b L_g$ verkörpert wird.

Die geerdete Katode ist einmal bei A an die unterteilte Schwingkreiskapazität angeschlossen. Insofern stellt die Schaltung eine kapazitive Dreipunktschaltung dar. Sie liegt andererseits aber auch über die Anodenspannungsquelle und die Anodendrossel Dr an der Anzapfung B der Schwingkreisinduktivität. Von hier aus kann die Schaltung als eine induktive Dreipunktschaltung bezeichnet werden. Haben die Punkte A und B hochfrequenzmäßig verschiedenes Potential – das kann bei willkürlicher Wahl des Anschlußpunktes B leicht vorkommen –, so fließt von A aus über die Erde E ein Ausgleichsstrom nach B; er bedeutet einen Energieverlust. Damit zwischen A und B keine HF-Spannung auftritt, müssen die beiden Punkte wie bei einer abgestimmten Brücke auf gleiches Potential gebracht werden; zur Vorsicht wird außerdem in die Anodenspeiseleitung eine Drossel Dr eingesetzt. Je hochohmiger Dr ist, desto besser verhindert sie bei kleinen Unterschieden in den Potentialen den Ausgleichsstrom zwischen A und B. Gleiches Potential nehmen die beiden Punkte an, wenn man den Anschlußpunkt B so wählt, daß

$$\frac{\omega L_a}{\omega L_g} = \frac{1/\omega C_{ak}}{1/\omega C_{gk}} \qquad \text{oder} \qquad \frac{L_a}{L_g} = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}$$

wird. Günstigerweise liegen die Werte der Röhrenkapazitäten der meisten dm-Wellen-Trioden so, daß über die Spannungsteilung eine genügend starke Rückkopplung zustande kommt.

Der Kondensator C_b ist ein verhältnismäßig großer Blockkondensator. Er dient einmal zur gleichstrommäßigen Trennung des Gitter- und Anodenkreises und zum anderen in Verbindung mit einem ohmschen Widerstand (nicht gezeichnet) unter Weglassung der Gitterbatterie zur automatischen Vorspannungserzeugung nach dem Audionprinzip (Abschnitt 11. dieses Kapitels). Die Gitterdrossel *Dr* hat die Aufgabe, die Verbindung Gitter-Katode hochohmig zu machen und dadurch ein Kurzschließen der Gitterwechselspannungen zu verhindern. Die erforderliche gute Verdrosselung der Gitter- und Anodenspeiseleitungen bereitet ziemlich große Schwierigkeiten. Man benutzt entweder Ferritkerndrosseln oder kleine Luftspulen, die in ihrer Eigenkapazität so abgestimmt sind, daß sie für die zu erzeugende Frequenz einen Sperrkreis bilden. Bei sehr kurzen Wellen werden als Sperrkreise auch $\lambda/4$ lange, kurzgeschlossene und damit wie Parallelschwingkreise wirkende Lecherleitungsstücke benutzt.

Im Gegensatz zu den meisten bisher besprochenen Schaltungen liegt hier die Generatorröhre nicht mehr außerhalb des Schwingkreises, sondern – weil ihre inneren Kapazitäten als Schwingkreiskapazitäten eingesetzt werden – mitten in ihm. Dies bedeutet, daß durch die Röhre und vor allem über die Anschlußstifte ihrer Elektroden nicht mehr der gewöhnliche, meistens nur kleine Schwingkreisspeisestrom, sondern der um die Güte des Schwingkreises Q-mal größere Schwingkreisstrom fließt. Dies bringt bei der konstruktiven Ausführung der unter Umständen sich hocherhitzenden metallischen Glasdurchführungen gewisse Schwierigkeiten mit sich; man begegnet ihnen zum Teil durch doppelte Anschlußstifte.

Durch Rückkopplung können heutzutage in Trioden Schwingungen bis zu Wellenlängen von etwa 10 cm (f = 3 GHz) herab erzeugt werden. Um allerdings bei derartig kurzen Wellen noch nennenswerte Energiemengen aus der Schaltung herauszuholen, muß die Güte der Schwingkreiselemente wesentlich verbessert werden. Dies kann dadurch geschehen, daß man den Schwingkreis zum Schutz gegen Energieabstrahlung und zur Verbesserung der Güte als Topfkreis ausbildet und die Röhre mitten in den Topfkreis hineinbaut.

Als Generatorröhre wird eine sogenannte Scheibentriode verwendet; sie ist eine Röhre, bei der Anode und Katode als breite, massive Stempel ausgeführt und zur Verringerung der Elektronenlaufzeiten auf kleinstem Abstand (ungefähr 15 µm) an das Gitter herangeführt sind. Glaswandungen, vakuumsicher mit dem Metall verschmolzen, bilden das Vakuumgehäuse. *Bild 395* zeigt als Beispiel die Ansicht der Dezimeterscheibentriode Valvo EC 55. Man sieht, wie die äußeren Anschlußpunkte

Bild 395. Ansicht der Scheibentriode Valvo EC 55 (Werkfoto *Valvo*)

von Anode und Gitter nicht mehr in Form dünner Sockelstifte, sondern in Form breiter Flansche oder Scheiben ausgeführt sind. Die Scheiben wirken wie die Parallelschaltung vieler Stifte und weisen dementsprechend wesentlich geringere Induktivitäten auf. Im *Bild 396* ist das Prinzip eines dm-Oszillators mit Hohlraumschwingkreisen (Topfkreisen) dargestellt. Um die Röhre liegen nach *Bild 396* (*a*)

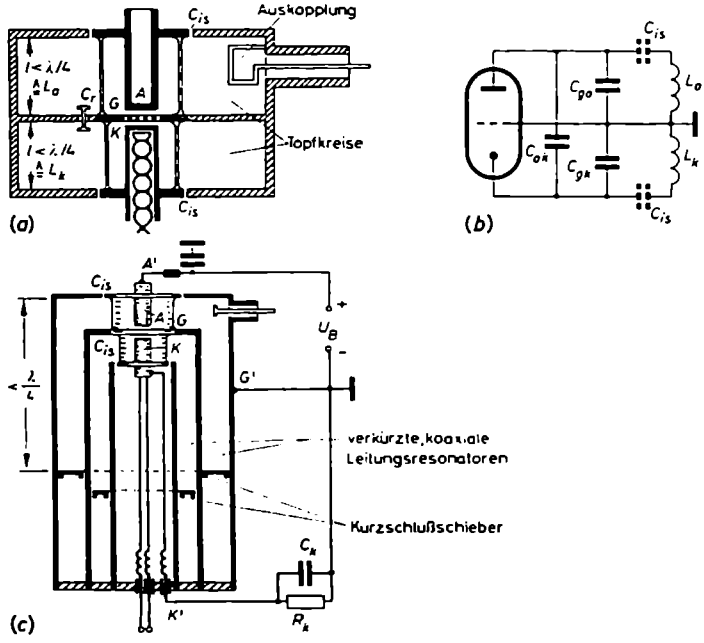


Bild 396. Grundsätzlicher Aufbau von Generatoren für dm-Wellen mit Scheibentrioden in Gitterbasisschaltung. (a) Schema des Generators unter Verwendung von Topfkreisen als Schwingkreise; (b) Ersatzschaltung zu (a und c); (c) Schema des Generators unter Verwendung von abgestimmten Koaxialleitungen als Schwingräume

metallische Rohrwandungen; sie bilden die Topfkreise. Im vorliegenden Fall sind die Topfkreise galvanisch mit dem Gitterrost verbunden. Die elektrische Verbindung zur Anode und Katode erfolgt kapazitiv über isolierende Zwischenringe mit der Kapazität C_{is}. Der obere Topfkreis ist stark verkürzt, also wesentlich kleiner als $\lambda/4$, da Anodenstempel und Gitterrost eine verhältnismäßig große Kapazität aufweisen. Damit dient der obere Topfkreisraum als Anodeninduktivität L_a. Der untere Topfkreis, wegen der großen Kapazität zwischen Katode und Gitter ebenfalls stark verkürzt, wirkt als Katodeninduktivität L_k. Zusammen mit den Teilkapazitäten C_{ag} und C_{gk} bilden sie äußerst hochohmige und verlustarme Anoden- und Katodenschwingkreise. Die Rückkopplung findet über die Anoden/Katoden-Kapazität C_{ak} statt. Wo diese Rückkopplung nicht ausreicht, kann sie, wie im *Bild 396* (*a*) angedeutet ist, über einen Rückkopplungsstift C_r vergrößert werden.

Der Rückkopplungsstift wird in die Trennwand zwischen Katoden- und Anodenraum an einer Stelle eingesetzt, an der sich in den Schwingräumen die elektrischen Felder ausbilden. Die Schwingenergie wird durch eine Auskoppelschleife mit anschließender konzentrischer Leitung ausgekoppelt. Die Auskopplung erfolgt induktiv an einer Stelle des Anodenschwingraumes, an der ein starkes Magnetfeld herrscht.

Wie die Umzeichnung von *Bild 396 (a)* in *Bild (b)* erkennen läßt, ist hier als Grundschaltung die Gitterbasisschaltung gewählt. Das Gitter liegt zusammen mit der Masse der Hohlraumwandungen auf Erdpotential. Anode und Katode sind galvanisch isoliert in die Topfkreise eingesetzt. Der HF-Strom wird ihnen kapazitiv über die Ringschlitze C_{ii} zugeführt. Bei Generatoren für allerhöchste Frequenzen wählt man die Gitterbasisschaltung deshalb gern, weil sich bei ihr die durch Laufzeitvorgänge bedingten Gitterinfluenzströme nicht so ungünstig auf den Gittereingangswiderstand auswirken wie in der Katodenbasisschaltung.

Bild 396 (c) zeigt den gleichen Oszillator wie im *Bild 396 (a)*, jedoch mit koaxialen Leitungsstücken von etwa $\lambda/4$ als Schwingkreisinduktivitäten. Durch Kurzschlußschieber können die Schwingräume und damit der ganze Generator auf verschiedene Frequenzen abgestimmt werden.

11. Stabilisierung der Amplitude

Ein Generator soll in seiner Amplitude unabhängig von Spannungsschwankungen in der Stromversorgung oder von Belastungsänderungen möglichst konstant schwingen. Die Stabilisierung seiner Schwingamplitude kann weitgehend durch eine

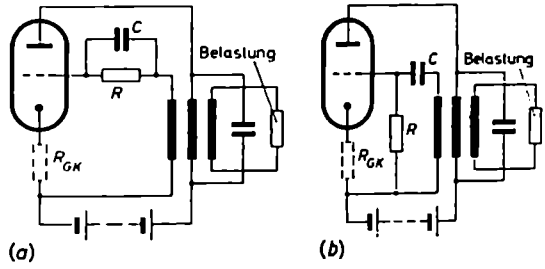


Bild 397. Amplitudenstabilisierung von Oszillatoren durch automatische Gittervorspannung nach dem Audionprinzip. (a) R in Reihe zur „Diodenstrecke" Gitter-Katode; R parallel zur Ihr

automatische Gittervorspannung, das heißt durch Gittergleichrichtung, erreicht werden (*Bild 397*). Das Steuergitter ist im schwingungslosen Zustand ohne Vorspannung. Sobald Schwingungen einsetzen, werden sie unverzögert an der „Diodenstrecke" Katode–Gitter gleichgerichtet. Dabei bildet sich an der *RC*-Kombination eine Gleichspannung, die so gerichtet ist, daß sie das Gitterpotential ins Negative verschiebt. Im stationären Zustand ist die Verschiebespannung etwa gleich dem Scheitelwert der sich erregenden Gitterwechselspannung.

Die automatische Gittervorspannung stabilisiert die Schwingamplitude bei Netz- und Belastungsschwankungen. Wird aus irgendeinem Grunde, sei es durch eine Netzspannungserhöhung oder durch eine Verkleinerung der äußeren Belastung, die Schwingamplitude größer, so nimmt sofort die negative Vorspannung etwas zu, verschiebt den Arbeitspunkt auf der I_a/U_g-Kennlinie ein wenig nach unten in das Gebiet kleinerer mittlerer Steilheit und setzt dadurch die Verstärkung so weit herab, daß die durch die äußeren Einflüsse bedingte Schwingungszunahme fast vollständig wiederausgeglichen wird. Zum anderen sorgt die Gittergleichrichtung dafür, daß bei zu großem Rückkopplungsfaktor ($k > 1/r$) eine Begrenzung und damit Stabilisierung der sich aufschaukelnden Schwingungen stattfindet. Das Größerzeichen in der Selbsterregungsformel wird in ein Gleichheitszeichen zurückgeführt; denn je größer die zurückgekoppelten Wechselspannungen werden, desto größer wird die negative Vorspannung, um so mehr rutscht der Arbeitspunkt in den unteren Kennlinienteil, in dem Steilheit und Verstärkung zurückgehen. Gleichzeitig damit wachsen bei großen Schwingamplituden der Gitterstrom und die am Gitter verbrauchte Steuerleistung. Dadurch arbeitet der Generator auf der Gitterseite nicht mehr im Leerlauf, sondern er wird bedämpft. Dies ist gleichbedeutend damit, daß seine Amplitude auf einen bestimmten Wert zusammenbricht.

Die Größe der Audionglieder R und C wird in der Regel ausprobiert, und zwar unter dem Gesichtspunkt, daß einmal eine möglichst große Amplitudenkonstanz bei Netz- und Lastschwankungen erzielt wird und zum anderen der Klirrfaktor genügend

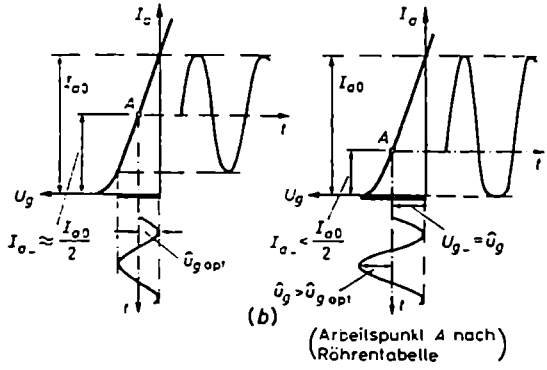


Bild 398. Günstigster Arbeitspunkt einer Generatorröhre; (a) wenn Generator nur Spannung, (b) wenn er Leistung abzugeben hat

klein bleibt. Bei veränderbarer Frequenz muß man R und C so auslegen, daß sich im ganzen Frequenzbereich ein sicheres und konstantes Schwingen ausbildet. Einen gewissen Anhaltspunkt für das richtige Arbeiten des Generators bietet der Anodenstrom im schwingungslosen und schwingenden Zustand der Schaltung. Braucht der Generator praktisch nur Spannung, also keine Leistung abzugeben (Steuerstufe eines Leistungssenders), werden Rückkopplung, R und C so dimensioniert, daß der

Arbeitspunkt etwa auf halber Höhe der Kennlinie liegt, das heißt der Anodengleichstrom im schwingenden Zustand auf etwa den halben Wert des schwingungslosen Zustandes zurückgeht (*Bild 398a*). In diesem Fall überstreicht die Gitterwechselspannung zwischen $u_g = 0$ und $u_g \approx -2\,\hat{u}_g$ ein verhältnismäßig geradliniges Kennlinienstück.

Soll der Generator eine möglichst große Wechselstromleistung bei gleichzeitig genügend kleinem Klirrfaktor liefern, muß der Arbeitspunkt nach *Bild 398 (b)* – damit die Kennlinie in einem größeren Bereich ausgesteuert werden kann – etwas weiter ins Negative verlegt werden. In diesem Fall geht der Anodengleichstrom beim Einsatz der Schwingungen um mehr als 50% zurück. Einen Anhaltspunkt für den einzustellenden Arbeitspunkt liefern die in den Tabellen für die betreffende Röhre als Verstärkerröhre angegebenen Werte der Gittervorspannung und des Anodenstromes.

Bei zu starker Rückkopplung muß R recht erheblich verkleinert werden, wenn man auf die angegebenen Arbeitspunkte kommen will; denn die Amplitude kann nur dadurch zurückgehen und zusammenbrechen, daß man die Gitterbelastung durch Verkleinern von R erhöht. Die Folge dieser starken Belastung ist allerdings eine größere Schwingkreisbedämpfung und Verflachung der Resonanzkurve. Dies bedingt leider eine Frequenzinkonstanz, denn bei flacher Resonanzkurve hat der Rückkopplungsfaktor betragsmäßig für viele Frequenzen die erforderliche Größe. Im ganzen stellt sich heraus, daß der Rückkopplungsfaktor etwa dann richtig dimensioniert ist, wenn man mit Widerständen in der Größenordnung von $R = 0{,}2$ bis $2\,\mathrm{M\Omega}$ auskommt, um bei kleinster Schwingkreisbedämpfung eine optimale Schwingungsamplitude am Gitter zu erzeugen. Soll die Generatorfrequenz in einem größeren Bereich variiert werden, so muß die Rückkopplung, um im ganzen Bereich ein sicheres Arbeiten zu gewährleisten, stärker sein, als es dem ebengenannten Grenzwert von R entspricht. In diesem Fall liegen die günstigsten Werte von R bei etwa $50\,\mathrm{k\Omega}$.

In bezug auf den Audionkondensator läßt sich sagen, daß er etwa die gleiche Größe wie bei einer gewöhnlichen Gleichrichtung haben muß. Die Zeitkonstante $\tau = CR$ soll, damit die Gitterverschiebespannung gut eingeglättet wird, groß gegenüber der Periode der erzeugten Frequenz sein. Sie darf aber nicht zu groß werden, weil sonst bei zufällig sehr fester Rückkopplung leicht an der RC-Kombination eine Art Kippschwingung entsteht; sie moduliert die Generatorschwingung in ihrer Amplitude. Das Kippen kommt dadurch zustande, daß sich beim Einsetzen der Schwingungen wegen zu großer Zeitkonstante die Gittervorspannung zu langsam ins Negative verschiebt. Hierdurch schaukeln sich die Schwingamplituden im ersten Moment auf größere Werte auf, als sie der Generator im Endzustand aufrechthalten kann. Beim Erreichen des Endwertes der Gittervorspannung bricht die Gitterwechselspannung wieder zusammen, und zwar wegen der nicht schnell genug nachfolgenden Gittervorspannung stärker, als es an sich notwendig ist. Als Folge steigt und kippt die Amplitude der Generatorfrequenz in der Periode der Zeitkonstante RC; es kommt zum „Überschwingen". Schwingungen dieser Art nennt man „Gitterstoßschwingungen"; sie treten praktisch nur bei zu starker Rückkopplung auf.

Um den Klirrfaktor eines Generators zu senken, kann man, wenn Verstärkungsreserven vorhanden sind, nach *Bild 397* in die Katodenleitung einen Widerstand R_{GK} von 0,1 ··· 10 kΩ einbauen; er ruft eine Stromgegenkopplung hervor und linearisiert dadurch die Schwingungen.

Im folgenden sollen zwei kleine Tongeneratoren berechnet werden. An sich wird in der Praxis beim Entwerfen von Oszillatoren wenig gerechnet, sondern in der Hauptsache experimentell gearbeitet. Dennoch liefern die beiden Rechnungsbeispiele Anhaltspunkte dafür, in welcher Weise man beim Aufbau einer Versuchsschaltung die Anfangswerte ermitteln kann.

Beispiel 47

Es soll ein Summer für 2600 Hz, der an einen Widerstand von 7,5 Ω eine Spannung von 1,2 V abgibt, entworfen werden. Um an Aufwand zu sparen, soll der Generator nicht aus einer Schwingstufe mit nachfolgender Leistungsstufe bestehen, sondern beide Stufen in einer Röhre vereinigen.

1) Schaltung. Gewählt wird die Meißnersche Schaltung mit Parallelspeisung nach *Bild 399*.

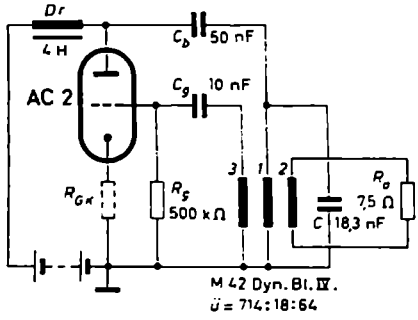


Bild 399. Zum *Beispiel 47*: Schaltung des Tongenerators für 2000 Hz

2) Auswahl der Röhre. Es wird eine Wechselstromleistung von $P = \frac{U^2}{R_a} = \frac{1{,}2^2\ \mathrm{V}^2}{7{,}5\ \Omega}$ = 0,192 W, also von rund 200 mW, verlangt. Die optimale Leistung, die eine Röhre abzugeben imstande ist, hat bei Anpassung nach Gl. (30) den Wert

$$P_{\sim\,\max} = \frac{1}{4}\,\frac{S}{D}\,U_{g\sim}^2 = \frac{S}{8D}\,\hat{u}_g^2$$

Die Größe der Gitterwechselspannungsamplitude $\hat{u}_g$ ist wegen der Gittergleichrichtung praktisch gleich der Gittervorspannung $U_{g\_}$. Da der vorliegende Generator nicht Spannung, sondern Leistung abgeben soll, wird angenommen, daß der günstigste Arbeitspunkt für die Röhre als Schwingröhre mit dem für den Einsatz als Vorstärkerröhre übereinstimmt. Unter dieser Voraussetzung läßt sich aus einer Röhrentabelle, wenn man ihr für einige Röhren S, D und R_i sowie $U_{g\_}$ entnimmt und diese Werte in die Loi-

stungsformel einsetzt, eine brauchbare Röhre heraussuchen. So ist zum Beispiel für die

$$\text{AC 701} \quad P_{\sim\,\max} = \frac{S}{8\,D}\,U_g^2 = \frac{2{,}3 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V}}{8 \cdot 0{,}015}\,1{,}5^2\,\text{V}^2 = 0{,}0144\,\text{W}$$

$$\text{ECC 83} \quad = \frac{1{,}6 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V}}{8 \cdot 0{,}01}\,2^2\,\text{V}^2 = 0{,}08\,\text{W}$$

$$\text{AC 2} \quad = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V}}{8 \cdot 0{,}033}\,5{,}5^2\,\text{V}^2 = 0{,}29\,\text{W}$$

$$\text{ECC 82} \quad = \frac{2{,}2 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V}}{8 \cdot 0{,}06}\,8{,}5^2\,\text{V}^2 = 0{,}331\,\text{W}$$

Gewählt werde die Röhre AC 2 mit etwa 290 mW abgebbarer Leistung. Da für die eigentliche Belastung nur etwa 190…200 mW benötigt werden, können rund 100 mW, das heißt etwa ein Drittel der Röhrenleistung, an anderer Stelle – zum Beispiel im Schwingkreis, in den Übertragerwicklungen und beim Gleichrichten – verbraucht werden.

3) Dimensionierung des Schwingkreises. Hierzu benötigt man außer der Resonanzfrequenz den Kreiswiderstand R_K. Er soll, damit die Resonanzkurve möglichst schmal und die Frequenzkonstanz möglichst groß wird, einen hohen Wert haben. Dies hat aber nur dann einen Sinn, wenn gleichzeitig der als Dämpfungswiderstand wirkende Innenwiderstand R_i der Röhre und der der Nutzlast und Gittersteuerleistung entsprechende Außenwiderstand groß sind; beides ist in diesem Beispiel nicht der Fall. Die AC 2 hat ein R_i von nur 12 kΩ. Da sie optimale Leistung abgeben soll, muß ihr Außenwiderstand ebenfalls 12 kΩ groß sein. Hieraus folgt, daß es keinen Zweck hat, den Schwingkreiswiderstand extrem hoch zu wählen; vielleicht kommt $R_K = (3\cdots4)\,R_i = 36\cdots48$ kΩ in Frage.

Einen genaueren Anhaltspunkt gewinnt man aus folgender Überlegung: Da die Röhre optimal 290 mW abgibt, die Außenschaltung aber nur 192 mW benötigt, können im Schwingkreis und an anderen Stellen etwa 100 mW verbraucht werden. Reserviert man für die Verluste in den Übertragerwicklungen etwa 40%, so bleiben für die Verluste im

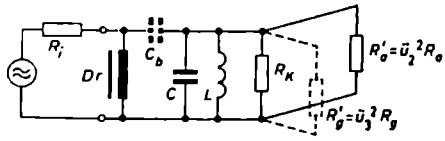


Bild 400. Ersatzschaltbild der Anodenseite des 2600-Hz-Generators

eigentlichen Schwingkreis 60% übrig, also etwa 60 mW. Die nach außen abgegebene Leistung $P_\sim$ und die im Schwingkreis verbrauchte Leistung P_K verhalten sich umgekehrt wie die Widerstände R'_a und R_K, da die Widerstände nach der im *Bild 400* angegebenen Ersatzschaltung parallel und an der gleichen Spannung liegen. Dementsprechend wird

$$\frac{R'_a}{R_K} = \frac{P_K}{P_\sim} = \frac{60\,\text{mW}}{192\,\text{mW}} = \frac{1}{3{,}2}$$

oder

$$R'_a = \frac{R_K}{3{,}2}$$

Zugleich soll aber Leistungsanpassung herrschen. Dies bedeutet, wenn man den bei vorsichtiger Auslegung der Rückkopplung hochohmigen Gitterwiderstand R'_g vernachlässigt, daß die Parallelschaltung von R_K und R'_a gleich R_i oder

$$\frac{R'_a R_K}{R'_a + R_K} = R_i$$

sein muß. Führt man in diese Beziehung $R'_a = R_K/3{,}2$ ein, so ergibt sich

$$R_K = 4{,}2\, R_i = 4{,}2 \cdot 12\ \text{k}\Omega = 50\ \text{k}\Omega$$

Nun ist $R_K = L/RC = \omega L Q$; aus dieser Gleichung läßt sich L berechnen.

Als Schwingdrossel und zugleich Übertrager muß bei Tonfrequenz ein Eisenblechübertrager verwendet werden. Die Güte solcher Übertrager kann zu etwa 15···20 angenommen werden. Hier soll, da der Übertrager mehrere Wicklungen hat und dadurch seine Verluste größer sind, mit dem untersten Wert von $Q = 15$ gerechnet werden. Hiermit ergibt sich

$$L = \frac{R_K}{\omega Q} = \frac{50\,000\ \Omega}{2\pi \cdot 2600\ 1/\text{s} \cdot 15} = 204\ \text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{4\pi^2\, 2600^2\, \text{s}^{-2} \cdot 0{,}204\ \text{H}} = 18\,300\ \text{pF}$$

4) Der Schwingkreisübertrager mit seinen Wicklungen. Gewählt wird probeweise der Blechkern M 42 mit Dyn. Bl. IV. Die Bleche werden mit Luftspalt geschichtet, damit die Induktivität konstant und der Klirrfaktoranteil des Übertragers geringbleibt. Nach der *Tabelle 2* für Übertrager im I. Band hat der Induktivitätsfaktor dieses Blechkerns den Wert $A_L = 0{,}4\ \mu\text{H}/w^2$. Hieraus folgt für die Windungszahl der Anodenwicklung

$$w_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0{,}204\ \text{H}}{0{,}4\ \mu\text{H}}} = 714\ \text{Windungen}$$

Die Ausgangswicklung wird auf Grund der Leistungsanpassung bemessen. Bei der Festlegung von R_K ergab sich: $R'_a = R_a \ddot{u}_2^2 = R_K/3{,}2$. Hieraus folgt für das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_2 = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_K}{3{,}2\, R_a}} = \sqrt{\frac{50\,000\ \Omega}{3{,}2 \cdot 7{,}5\ \Omega}} = 45{,}8$$

und für die Windungszahl der Ausgangswicklung

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}_2} = \frac{714}{45{,}8} = 15{,}6 \approx 16\cdots18\ \text{Windungen}$$

Die Gitterwicklung w_3 wird auf Grund der Selbsterregungsbedingung dimensioniert. Ist die äußere Belastung rein reell und schwingt der Generator in der Nähe der Resonanzfrequenz, so kann man den resultierenden Anodenwiderstand als annähernd reell ansehen. In diesem Fall muß der Rückkopplungsfaktor, da zugleich Leistungsanpassung herrscht, der Gl. (313) genügen und einen Wert von

$$k \geq 2\,\text{D} = 2 \cdot 0{,}033 = 0{,}066$$

haben. Hieraus folgt für die theoretisch erforderliche Windungszahl der Gitterwicklung

$$w_3 = k w_1 = 0{,}066 \cdot 714 \approx 48$$

Unter Berücksichtigung von etwa 15% Spannungsverlusten im Übertrager und eines gewissen Zuschlages für die Gitterverlustleistung wird die Gitterwicklung mit einer um 30% größeren Windungszahl ausgeführt. Somit ist

$$w_3 = 64 \text{ Windungen}$$

5) Der Audionblock. Seine genaue Größe muß ausprobiert werden, und zwar so, daß (a) die Ausgangsamplitude genügend groß wird, (b) möglichst kleine Frequenzänderungen bei Netz- und Lastschwankungen auftreten, (c) der Klirrfaktor möglichst kleinbleibt und (d) die Zeitkonstante $\tau = C_g R_g$ zwar groß gegenüber der Periode der Schwingung ist, aber nicht so groß wird, daß Gitterstoßschwingungen einsetzen. Da die Periode der 2600-Hz-Schwingung $T \approx 0{,}4$ ms ist, wird τ zunächst zu etwa $10\,T = 4$ ms gewählt. Bei $R_g = 500$ kΩ ergibt dies einen Kondensator von

$$C_g = \frac{\tau}{R_g} = \frac{4 \text{ ms}}{500 \text{ k}\Omega} = 0{,}008\ \mu\text{F}$$

Probeweise kann somit eingebaut werden

$$R_g = 500 \text{ k}\Omega \qquad \text{und} \qquad C_g = 0{,}01\ \mu\text{F}$$

6) Der Gegenkopplungswiderstand R_{GK}

Über den Gegenkopplungswiderstand läßt sich folgendes sagen: Er bedeutet einerseits einen Leistungsverlust, denn die ganze, optimal von der Röhre abgebbare Leistung verteilt sich jetzt auf den Anoden- und Gegenkopplungswiderstand. Die Gegenkopplung kann demgemäß nur dort eingesetzt werden, wo man eine Leistungsreserve hat. Auf der anderen Seite zeigt der Gegenkopplungswiderstand in Schwingungsschaltungen eine besonders große, den Klirrfaktor verbessernde Wirkung, da wegen der starken Frequenzabhängigkeit des Schwingkreiswiderstandes die Gegenkopplung für die Oberwellen stärker als für die Grundwelle ist und somit die Oberwellen stärker als die Grundwelle geschwächt werden.

Im vorliegenden Fall ist eigentlich keine Leistungsreserve vorhanden. Trotzdem soll der Weg angedeutet werden, wie man die ungefähre Größe von R_{GK} abschätzen kann. Anodenseitig teilt sich die Röhrenleistung in die Nutzleistung $P_\sim$, die Schwingkreisleistung P'_K und die Leistung P_{GK} am Gegenkopplungswiderstand auf. Die Leistungen $P_\sim$ und P'_K werden in parallel zueinander liegenden Widerständen verbraucht. Dementsprechend lassen sie sich zur Leistung P_a am resultierenden Anodenwiderstand $Z_a = \dfrac{R'_a R_K}{R'_a + R_K}$ zusammenfassen. Da Z_a und R_{GK} vom gleichen Anodenwechselstrom durchflossen werden, verhalten sich die Leistungen in ihnen wie die Widerstände; es gilt also

$$\frac{P_{GK}}{P_a} = \frac{R_{GK}}{Z_a}$$

Nimmt man beispielsweise an, daß man 20% Leistungsreserve hat, so kann man ansetzen

$$P_{GK} = 0{,}2\ P_a$$

und damit schreiben

$$R_{GK} = 0{,}2\ Z_a$$

Im vorliegenden Fall ist $Z_a = R_i$. Infolgedessen könnte R_{GK} etwa $0{,}2 \cdot 12$ kΩ $= 2{,}4$ kΩ gewählt werden.

Zugleich soll aber Leistungsanpassung herrschen. Dies bedeutet, wenn man den bei vorsichtiger Auslegung der Rückkopplung hochohmigen Gitterwiderstand R_g' vernachlässigt, daß die Parallelschaltung von R_K und R_a' gleich R_i oder

$$\frac{R_a' R_K}{R_a' + R_K} = R_i$$

sein muß. Führt man in diese Beziehung $R_a' = R_K/3{,}2$ ein, so ergibt sich

$$R_K = 4{,}2\, R_i = 4{,}2 \cdot 12\ \text{k}\Omega = 50\ \text{k}\Omega$$

Nun ist $R_K = L/RC = \omega L Q$; aus dieser Gleichung läßt sich L berechnen.

Als Schwingdrossel und zugleich Übertrager muß bei Tonfrequenz ein Eisenblechübertrager verwendet werden. Die Güte solcher Übertrager kann zu etwa 15···20 angenommen werden. Hier soll, da der Übertrager mehrere Wicklungen hat und dadurch seine Verluste größer sind, mit dem untersten Wert von $Q = 15$ gerechnet werden. Hiermit ergibt sich

$$L = \frac{R_K}{\omega Q} = \frac{50\,000\ \Omega}{2\pi \cdot 2600\ 1/\text{s} \cdot 15} = 204\ \text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 2600^2\ \text{s}^{-2} \cdot 0{,}204\ \text{H}} = 18\,300\ \text{pF}$$

4) Der Schwingkreisübertrager mit seinen Wicklungen. Gewählt wird probeweise der Blechkern M 42 mit Dyn. Bl. IV. Die Bleche werden mit Luftspalt geschichtet, damit die Induktivität konstant und der Klirrfaktoranteil des Übertragers geringbleibt. Nach der *Tabelle 2* für Übertrager im I. Band hat der Induktivitätsfaktor dieses Blechkernes den Wert $A_L = 0{,}4\ \mu\text{H}/w^2$. Hieraus folgt für die Windungszahl der Anodenwicklung

$$w_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0{,}204\ \text{H}}{0{,}4\ \mu\text{H}}} = 714\ \text{Windungen}$$

Die Ausgangswicklung wird auf Grund der Leistungsanpassung bemessen. Bei der Festlegung von R_K ergab sich: $R_a' = R_a \ddot{u}_2^2 = R_K/3{,}2$. Hieraus folgt für das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_2 = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_K}{3{,}2\, R_a}} = \sqrt{\frac{50\,000\ \Omega}{3{,}2 \cdot 7{,}5\ \Omega}} = 45{,}8$$

und für die Windungszahl der Ausgangswicklung

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}_2} = \frac{714}{45{,}8} = 15{,}6 \approx 16\cdots18\ \text{Windungen}$$

Die Gitterwicklung w_3 wird auf Grund der Selbsterregungsbedingung dimensioniert. Ist die äußere Belastung rein reell und schwingt der Generator in der Nähe der Resonanzfrequenz, so kann man den resultierenden Anodenwiderstand als annähernd reell ansehen. In diesem Fall muß der Rückkopplungsfaktor, da zugleich Leistungsanpassung herrscht, der Gl. (313) genügen und einen Wert von

$$k \geqq 2\,D = 2 \cdot 0{,}033 = 0{,}066$$

haben. Hieraus folgt für die theoretisch erforderliche Windungszahl der Gitterwicklung

$$w_3 = k\, w_1 = 0{,}066 \cdot 714 \approx 48$$

...trägt damit

$$\frac{\cdot 30\ k\Omega}{\cdot 30\ k\Omega} \approx 4{,}9\ k\Omega$$

...ktivität sollen in diesem Beispiel nicht auf Grund ...derstandes berechnet werden; sie mögen unter dem ... daß bei Röhrenwechsel oder sonstigen Änderungen ...quenzänderungen auftreten. Diese Bedingung be... ...zität groß im Vergleich zu den Röhren- und Schalt-

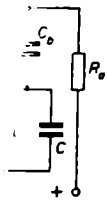


Bild 401. Zum *Beispiel 48*: Generator für 1 MHz

...3. Der beliebigen Vergrößerung von C wird dadurch eine ...widerstand nach der Formel $R_K = L/RC$ mit zunehmen... ...führt zu einer Verflachung der Resonanzkurve und damit ...ilen Frequenz. Im vorliegenden Fall spielt dieses Moment ... Der Schwingkreis wird hier sowieso schon sehr stark durch ...iderstand bedämpft. Nimmt man die Röhren- und Schalt... ...möglichen Änderungen zu etwa 0,5 pF an und verlangt ...n nicht mehr als $1^0/_{00}$ verschiebt, so muß nach der Nähe... ...nd

$$\frac{\Delta f}{f} \approx (-)\frac{1}{2}\,\frac{\Delta C}{C}$$

...rhalten von mindestens

$$C = \frac{\Delta C}{2\,\Delta f/f} = \frac{0{,}5\ \mathrm{pF}}{2 \cdot 0{,}001} = 250\ \mathrm{pF}$$

...ich hiermit

$$\frac{1}{\cdot\ 10^{12}\ \mathrm{s}^{-2}\ 250 \cdot 10^{-12}\ \Omega^{-1}\mathrm{s}} = 0{,}1\ \mathrm{mH} = 100\ \mu\mathrm{H}$$

... hat der Schwingkreis dann immer noch einen Kreiswider... ... $\cdot\ 2\pi \cdot 10^6\ \mathrm{s}^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{H} = 62{,}8\ \mathrm{k\Omega}$, also einen Wert, der ... dämpfungswiderstand von 4,9 kΩ groß ist. Induktivitäten ...den als Topfkernspulen ausgeführt. Um die erforderlichen ... zu können, benötigt man ihren A_L-Wert; er hängt vom ...en Ausführung des Kernes ab und wird zweckmäßigerweise

Der große Gegenkopplungswiderstand hat natürlich eine starke Verstärkungsminderung zur Folge. Dies bedingt, daß der Rückkopplungsfaktor k bei Gegenkopplung wesentlich größer als ohne Gegenkopplung zu machen ist. Nach Gl. (103) beträgt die Verstärkung bei Gegenkopplung

$$v' = \frac{v}{1 + v\,k} = \frac{v}{1 + v\,\dfrac{R_{GK}}{Z_a}} = \frac{v}{1 + 0{,}2\,v}$$

Da bei Anpassung die Verstärkung einer Röhre $v = 0{,}5\,\dfrac{1}{D} = \dfrac{1}{2 \cdot 0{,}033} = 15$ ist, ergibt sich

$$v' = \frac{15}{1 + 0{,}2 \cdot 15} = 3{,}75$$

Entsprechend der Abnahme der Verstärkung von 15 auf 3,75 muß die Rückkopplung, das heißt hier die Windungszahl w_3 der Gitterwicklung, um den Faktor 4 erhöht werden.

7) Drossel *Dr*. Wie man sich an Hand der Ersatzschaltung im *Bild 400* klarmachen kann, muß die Drossel *Dr* so bemessen werden, daß ihr Widerstand

$$\omega\,L_{Dr} \gg R_K \parallel R'_a \parallel R_i = 0{,}5\,R_i$$

wird. Hieraus folgt

$$L_{Dr} \gg \frac{0{,}5\,R_i}{\omega} = \frac{0{,}5 \cdot 12\ \mathrm{k\Omega}}{2\pi \cdot 2600 \cdot 1/\mathrm{s}} = 0{,}37\ \mathrm{H}$$

Gewählt wird

$$L_{Dr} = 10 \cdot 0{,}37\ \mathrm{H} \approx 4\ \mathrm{H}$$

8) Trennkondensator C_b. Er soll keine zusätzliche Phasendrehung zwischen der Spannung an der Anode und der am Schwingkreis verursachen. Der Ersatzschaltung entnimmt man

$$\frac{1}{\omega\,C_b} \ll 2\,R_i$$

oder

$$C_b \gg \frac{1}{2\,\omega\,R_i} = \frac{1}{4\pi \cdot 2600\ \mathrm{s^{-1}}\ 12000\ \Omega} = 0{,}0025\ \mu\mathrm{F}$$

Gewählt wird

$$C_b = 20 \cdot 0{,}0025\ \mu\mathrm{F} = 0{,}05\ \mu\mathrm{F}$$

Beispiel 48

Es soll ein kleiner Prüfsender mit einer festen Frequenz von 1 MHz entworfen werden. Zu verwenden ist der Triodenteil einer ECH 81 mit $S = 3{,}7$ mA/V und $D = 4{,}6\%$. Die Anodenspannung soll nach der Schaltung vom *Bild 401* über einen Widerstand von $R_a = 30$ kΩ zugeführt werden.

In diesem Fall wird der Schwingkreis im wesentlichen durch den Anodenwiderstand von 30 kΩ und den Innenwiderstand des Triodenteils belastet. Die Größe des letzten berechnet sich aus der Formel $R_i = 1/S\,D$ zu

$$R_i = \frac{1}{3{,}7\ \mathrm{mA/V} \cdot 0{,}046} = 5880\ \Omega$$

Der äußere Bedämpfungswiderstand beträgt damit

$$\frac{5{,}88\ \text{k}\Omega \cdot 30\ \text{k}\Omega}{5{,}88\ \text{k}\Omega + 30\ \text{k}\Omega} \approx 4{,}9\ \text{k}\Omega$$

Die Schwingkreiskapazität und -induktivität sollen in diesem Beispiel nicht auf Grund eines irgendwie geforderten Kreiswiderstandes berechnet werden; sie mögen unter dem Gesichtspunkt ausgewählt werden, daß bei Röhrenwechsel oder sonstigen Änderungen der Schaltkapazität nur kleine Frequenzänderungen auftreten. Diese Bedingung bedeutet, daß die Schwingkreiskapazität groß im Vergleich zu den Röhren- und Schalt-

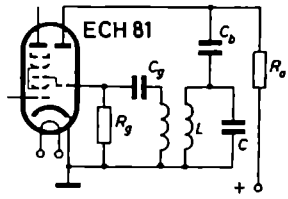


Bild 401. Zum *Beispiel 48*: Generator für 1 MHz

kapazitäten gewählt werden muß. Der beliebigen Vergrößerung von C wird dadurch eine Grenze gesetzt, daß der Kreiswiderstand nach der Formel $R_K = L/RC$ mit zunehmendem C immer kleiner wird. Dies führt zu einer Verflachung der Resonanzkurve und damit von dieser Seite aus zu einer labilen Frequenz. Im vorliegenden Fall spielt dieses Moment nur eine untergeordnete Rolle. Der Schwingkreis wird hier sowieso schon sehr stark durch den oben errechneten 4900-Ω-Widerstand bedämpft. Nimmt man die Röhren- und Schaltkapazitäten zu 25 pF und ihre möglichen Änderungen zu etwa 0,5 pF an und verlangt man, daß sich die Frequenz um nicht mehr als $1‰$ verschiebt, so muß nach der Näherungsformel Gl. (109) im I. Band

$$\frac{\Delta f}{f} \approx (-)\frac{1}{2}\,\frac{\Delta C}{C}$$

der Kondensator einen Wert erhalten von mindestens

$$C = \frac{\Delta C}{2\,\Delta f/f} = \frac{0{,}5\ \text{pF}}{2 \cdot 0{,}001} = 250\ \text{pF}$$

Für die Induktivität ergibt sich hiermit

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot 10^{12}\,\text{s}^{-2}\ 250 \cdot 10^{-12}\,\Omega^{-1}\text{s}} = 0{,}1\ \text{mH} = 100\ \mu\text{H}$$

Bei einer Güte von $Q = 100$ hat der Schwingkreis dann immer noch einen Kreiswiderstand von $R_K = Q\omega L = 100 \cdot 2\,\pi \cdot 10^6\,\text{s}^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-6}\,\text{H} = 62{,}8\,\text{k}\Omega$, also einen Wert, der gegenüber dem äußeren Bedämpfungswiderstand von 4,9 kΩ groß ist. Induktivitäten dieser Größenordnung werden als Topfkernspulen ausgeführt. Um die erforderlichen Windungszahlen berechnen zu können, benötigt man ihren A_L-Wert; er hängt vom Material und der konstruktiven Ausführung des Kernes ab und wird zweckmäßigerweise

in einem Vorversuch experimentell ermittelt. Hier möge ein Topfkern mit einem A_L-Wert von etwa $0{,}15\,\mu\mathrm{H}/w^2$ zugrunde gelegt werden. Damit ergeben sich

$$w_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{100\,\mu\mathrm{H}}{0{,}15\,\mu\mathrm{H}}} \approx 26 \text{ Windungen}$$

Der Rückkopplungsfaktor muß nach Gl. (311) einen Wert erhalten von

$$k \geqq D \div \frac{1}{S Z_a}$$

Da $Z_a \approx \dfrac{R_a \cdot R_K}{R_a \div R_K} = \dfrac{30 \cdot 62{,}8}{30 \div 62{,}8}\ \mathrm{k\Omega} = 20{,}3\ \mathrm{k\Omega}$ ist, muß sein

$$k \geqq 0{,}046 \div \frac{1}{3{,}7\ \mathrm{mA/V} \cdot 20{,}3\ \mathrm{k\Omega}} = 0{,}046 \div 0{,}0133 = 0{,}06$$

Wegen der verhältnismäßig starken Kopplung der Wicklungen eines Topfkernes wird $k = 1{,}5 \cdot 0{,}06 = 0{,}09$ gewählt. Mithin beträgt

$$w_2 = k\,w_1 = 0{,}09 \cdot 26 = 2{,}34 \approx 3 \cdots 4 \text{ Windungen}$$

Der Gitterwiderstand wird probeweise, da es sich um eine feste Frequenz handelt, zu $R_g = 200\ \mathrm{k\Omega}$ gewählt. Nimmt man die Zeitkonstante τ zu $10\,T_{NF} = 10 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{s} = 10^{-5}\ \mathrm{s}$ an, so muß die Kapazität C_g des Audionblocks eine Größe von

$$C_g = \frac{\tau}{R_g} = \frac{10\,\mu\mathrm{s}}{200\ \mathrm{k\Omega}} = 50\ \mathrm{pF}$$

haben. Der Trennkondensator C_b berechnet sich aus der Bedingung, daß sein Widerstand klein gegenüber dem Kreiswiderstand sein soll; er wird mit $C_b = 1000$ pF ausgeführt.

12. Frequenzstabilisierte Oszillatoren (Quarzgeneratoren)

Die Forderung nach der Konstanz einer Generatorfrequenz ist überaus wichtig. Die Konstanz wird durch das Verhältnis $\Delta f/f$ der Abweichung zur Nennfrequenz charakterisiert. Bei Rundfunksendern soll sie beispielsweise mindestens 10^{-5} bis 10^{-6} sein. Ein Sender von 1 MHz darf danach von seiner Nennfrequenz um höchstens etwa 1···10 Hz abweichen. Aus den bisherigen Darlegungen ergeben sich als einfachste Vorkehrungen zur Konstanthaltung der Frequenz folgende Möglichkeiten:

1) Konstanthaltung der Gleichspannungen durch stabilisierte Stromversorgungsanlagen. Stabilisierte Betriebsspannungen gewährleisten einen festen Arbeitspunkt der Schwingröhre.

2) Verwendung einer Verstärkerstufe zwischen der Oszillatorröhre und der Belastung; denn jede Belastung und ihre Änderung bedingt wegen der nie ganz phasenreinen Rückkopplung eine um so stärkere Abweichung der erzeugten Frequenz von der Eigenfrequenz des Schwingkreises, je größer die Belastung ist. Ein Generator schwingt um so frequenzkonstanter, je hochohmiger er belastet wird.

3) Aufbau einer möglichst phasenreinen Rückkopplungsschaltung. Sie wird durch Verwendung verlustarmer Schwingkreisbauteile und streuarmer Übertrager erreicht.

4) Verwendung von temperatur-, druck- und feuchtigkeitsunabhängigen Schaltteilen sowie von Thermostaten, in die die temperaturempfindlichen Teile eingeschlossen werden.

Handelt es sich um Tonfrequenzgeneratoren, so wurden früher mit Hilfe von Stimmgabeln sehr konstante Stimmgabelsummer in Rückkopplungsschaltung aufgebaut. Bei Verwendung von Stimmgabeln aus Spezialstählen mit kleinen Temperaturkoeffizienten konnte ohne weiteres eine Frequenzkonstanz von $10^{-5}/°C$ Temperaturänderung erreicht werden.

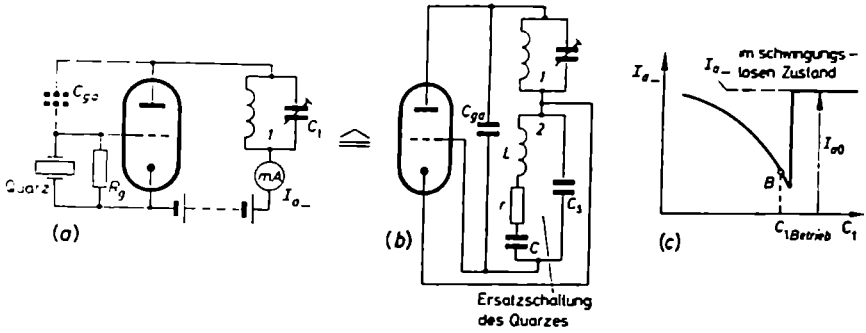


Bild 102. Quarzgenerator nach *Pierce*. (a) Schaltung; (b) Ersatzschaltung; (c) Abhängigkeit des Anodengleichstromes I_{a-} von der Einstellung des Schwingkreiskondensators C_1

Zeitlich am konstantesten und weitgehend unabhängig von äußeren Einflüssen schwingen Quarzgeneratoren. Sie beruhen auf dem piezoelektrischen Effekt einiger Kristalle, wie Quarz, Turmalin und Seignette-Salz. An der Oberfläche dieser Kristalle bilden sich bei mechanischem Druck oder Zug und bestimmter Ausrichtung elektrische Ladungen aus. Wird umgekehrt solch ein Kristall einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt, so dehnt sich die Kristallplatte periodisch aus beziehungsweise zieht sie sich zusammen. Die mechanischen Änderungen, das heißt die mechanischen Schwingamplituden des Quarzes, sind in einem Wechselfeld um so größer, je genauer die erregende Frequenz mit der mechanischen Eigenfrequenz des Kristallplättchens übereinstimmt. Der Quarz verhält sich hier wie ein abgestimmt erregtes Pendel: Ganz kleine Anregungsamplituden genügen, um hohe Ausschläge zu erreichen. Ein zu starken Schwingungen angeregter Kristall wirkt durch seine dadurch bedingten hohen piezoelektrischen Wechselaufladungen wieder stark auf den elektrischen Kreis zurück und stabilisiert ihn dadurch.

Die einfachste und am häufigsten benutzte Schaltung eines Quarzgenerators ist die von *Pierce-Miller*, kurz die Pierce-Schaltung genannt. Sie entspricht der Huth-

Kühn-Schaltung und ist im *Bild 402* (*a*) zusammen mit ihrer Ersatzschaltung *Bild 402* (*b*) dargestellt. Die Rückkopplung und Anregung erfolgen über die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga}. Bei niedrigen Frequenzen und Pentoden empfiehlt es sich, zur Vergrößerung der Rückkopplung parallel zur C_{ga} eine kleine, einstellbare Zusatzkapazität zu schalten.

In der Ersatzschaltung wird der Quarz, da er bei Anregung in seiner mechanischen Eigenresonanz einen äußerst kleinen Längswiderstand hat, als ein Reihenschwingkreis aus L und C mit einem sehr kleinen Verlustwiderstand r und einer dazu parallelliegenden Schaltkapazität C_s dargestellt, die im wesentlichen von der Kapazität zwischen den Quarzelektroden herrührt. Die Selbsterregungsbedingung schreibt vor, daß der Parallelschwingkreis *1* im Anodenweg und der Quarzkreis *2* im ganzen und je für sich induktiv sein müssen, damit sie einerseits mit C_{ga} einen schwingungsfähigen Kreis bilden und andererseits die Gegenphasigkeitsbedingungen der Anoden- und Gitterwechselspannungen erfüllt werden. Dies bedeutet, daß 1) der Quarz ein ganz klein wenig oberhalb seiner Eigenfrequenz schwingen muß (ein Reihenschwingkreis ist für eine Frequenz oberhalb seiner Eigenfrequenz induktiv) und 2) die Resonanzfrequenz vom Kreis *1* durch Einstellung von C_1 um ein weniges höher als die Quarz- oder Betriebsfrequenz gelegt werden muß; denn ein Parallelschwingkreis wirkt nur dann induktiv, wenn er unterhalb seiner Resonanzfrequenz betrieben wird. Die günstigste Einstellung von C_1 wird nach dem Anodengleichstrom I_{a-} vorgenommen. Im Gitterkreis liegt parallel zum Quarz ein hochohmiger Gitterwiderstand R_g. Zusammen mit der Schaltkapazität C_s des Quarzes bildet er einen Audionblock. Sobald die Schwingungen einsetzen, werden sie mit Hilfe dieses Blockes und der Gitter/Katoden-Gleichrichtstrecke gleichgerichtet; es entsteht eine den jeweiligen Schwingamplituden entsprechende negative Vorspannung. Sie reduziert den Anodenstrom, und zwar um so mehr, je stärker der Generator schwingt. Dadurch wird der Anodenstrom zu einem indirekten Maß für die Stärke der Schwingungen. Die Betriebseinstellung von C_1 wird so vorgenommen, daß der Anodengleichstrom, der in Abhängigkeit von C_1 den im *Bild 402* (*c*) skizzierten Verlauf hat, etwas oberhalb des tiefsten Wertes im flach ansteigenden Kurventeil bei B liegt; hier schwingt der durch den Quarz gesteuerte Generator sehr sicher.

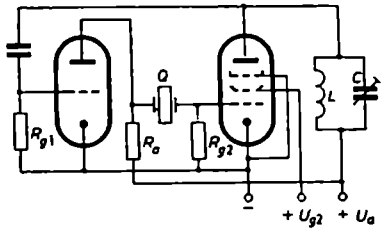


Bild 403. Heegner-Schaltung eines Quarzgenerators

In der Heegener-Schaltung liegt der Quarz an Stelle des Koppelkondensators zwischen den beiden Röhren eines Widerstandsverstärkers (*Bild 403*). Der Quarz bestimmt die Größe und Phase der Rückkopplungsspannung. Nur die Frequenz kann

sich erregen, für die der Scheinwiderstand des Quarzes ein Minimum wird. Die Schaltung zeichnet sich dadurch aus, daß die schädlichen Einflüsse der Röhrenkapazitäten und annähernd auch die Verstimmung des Abstimmkreises im Anodenweg der zweiten Röhre ausgeschaltet sind [30].

13. Schwebungssummer

Soll die Frequenz eines Röhrengenerators kontinuierlich veränderbar sein, so muß entweder die Kapazität oder die Induktivität des Schwingkreises variabel sein. Im allgemeinen wählt man bei größeren Frequenzänderungen den Kondensator ver-

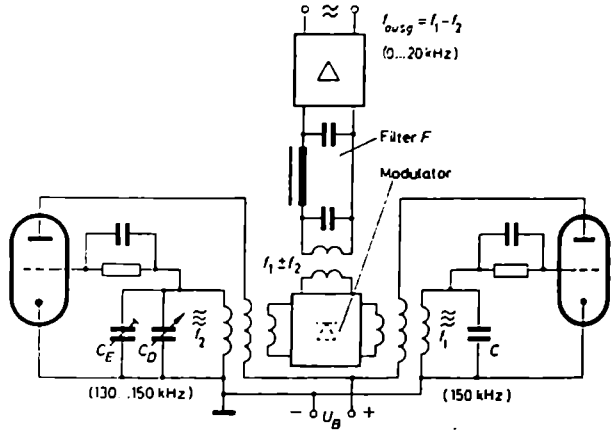


Bild 404. Prinzipschaltung eines Schwebungssummers

änderbar. Mit einem Kondensator handelsüblicher Größe bis 500 pF kann, wenn Wert auf konstante Ausgangsspannung und Reproduzierbarkeit der Frequenzeinstellung gelegt wird, höchstens ein Frequenzbereich von anderthalb Oktaven überstrichen werden, also beispielsweise von 800 Hz ··· 2400 Hz; denn bei einem Kapazitätsverhältnis von C_{max}/C_{min} = etwa 500 pF/55 pF ≈ 9/1 kann die Frequenz nur um den Faktor 3 oder 1,5 Oktaven variiert werden.

In der Niederfrequenztechnik werden aber Summer mit einer zwischen rund 10 Hz und 20 kHz veränderbaren Frequenz benötigt, um Verstärker, Lautsprecher und Leitungen in dem ganzen Bereich der Sprach- und Musikschwingungen durchprüfen zu können. Generatoren für einen mehrere Oktaven umfassenden Frequenzbereich kann man als „Schwebungssummer" bauen. Der grundsätzliche Aufbau eines Schwebungssummers ist im *Bild 404* wiedergegeben. Der Summer enthält zwei Schwingschaltungen nach dem Meißnerschen Rückkopplungsprinzip. Die eine Schwingröhre liefert eine feste Frequenz f_1 und die andere eine variable Frequenz f_2. Beide Frequenzen werden sehr hoch gewählt, f_1 beispielsweise bei 150 kHz und f_2 zwischen 130 und 150 kHz. Die Niederfrequenz wird dadurch erzeugt, daß man die

beiden hochfrequenten Schwingungen in einem nichtlinearen Netzwerk einander überlagert. Als nichtlineares Schaltelement kann ein Ringmodulator (*Bild 246* im I. Band) oder eine andere aus Gleichrichtern bestehende Anordnung oder eine Mischröhre dienen. Am Ausgang der Mischschaltung entstehen neben anderen Modulationsprodukten hauptsächlich die Summen- und Differenzfrequenzen $f_1 \mp f_2$. Von ihnen überstreicht die Differenzfrequenz beim Durchdrehen des Abstimmkondensators C_D den Bereich 150 − (130···150) kHz = 20···0 kHz, also genau den gewünschten breiten Niederfrequenzbereich. Durch ein Filter F wird die Differenzfrequenz aus dem übrigen Gemisch von Modulationsfrequenzen ausgefiltert und nach entsprechender Verstärkuug am Ausgang als „Schwebungsfrequenz" abgenommen.

In dieser Schaltung braucht der Drehkondensator C_D nur eine Frequenzvariation von (150 − 130)/150 = 20/150 ≙ 0,13 Oktaven hervorzurufen. Seine Kapazität braucht sich nur um den Faktor $(150/130)^2 = 1{,}33$ zu ändern. Dies hat zur Folge, daß der Resonanzwiderstand nur wenig schwankt und dementsprechend die Ausgangsspannung über viele tonfrequente Oktaven hin praktisch konstantbleibt. Zur Eichung wird der Schwebungssummer auf 0 Hz gestellt und die Ausgangsfrequenz mit einem Trimmerkondensator C_E durch Abhorchen oder nach Instrumentausschlag auf „Schwebung Null" einreguliert.

II. *RC*-Generatoren

1. Einleitung

Wie im Teil E.I. dargelegt wurde, kommt es bei der Erzeugung sinusförmiger Schwingungen darauf an, daß die Rückkopplungsbedingungen nur für eine Frequenz, nämlich die gewünschte, günstig gestaltet werden. Als amplituden- und phasensortierendes Mittel diente in den bisherigen Schaltungen der Schwingkreis. Ein Schwingkreis hat die Eigenschaft, Schwingungen in der Nähe seiner Eigenfrequenz besonders gut verstärken zu helfen. In Verbindung mit einer in bezug auf den Amplitudenbetrag knapp ausgelegten Rückkopplung sorgt er dafür, daß von allen Frequenzen eines Schaltstoßes nur die in der Nähe seiner Eigenfrequenz liegenden in die engere Wahl für die Selbsterregung gezogen werden und schließlich als einzige sich wirklich erregende Frequenz die heraussortiert wird, für die neben der Amplitudenbilanz die Phasenbilanz erfüllt ist.

Statt eines Schwingkreises können zur Erzeugung sinusförmiger Schwingungen auch andere Anordnungen, sofern sie eine frequenzabhängige Rückkopplung gestatten, verwendet werden. Es kommt lediglich darauf an, den Rückkopplungsweg so auszulegen, daß nur eine Schwingung mit der erforderlichen Amplitude und dem richtigen Takt, das heißt der richtigen Phase, zurückgekoppelt wird. Als Schaltmöglichkeiten hierfür sind in den letzten Jahren bestimmte *RC*-Kombinationen – und zwar einmal der eine Zweig einer Wienschen Brücke (*Bild 405a*) und zum anderen eine Kettenschaltung von *RC*-Gliedern (*Bild 405b*) – bekanntgeworden

und immer häufiger angewendet worden. Derartige Generatoren nennt man *RC*-Generatoren oder Phasenschiebergeneratoren [4; 31].

RC-Generatoren werden vor allem zur Erzeugung niedriger Frequenzen benutzt. Man spart hier die bei tiefen Frequenzen große Schwingkreisinduktivität mit ihrem Platzbedarf, ihrem Gewicht, ihrer magnetischen Streuung und ihrer Abhängigkeit

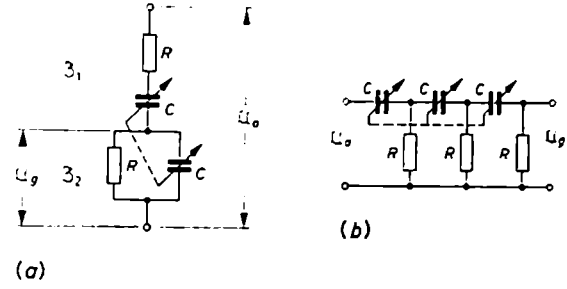


Bild 405. Rückkopplungsschaltungen aus *RC*-Gliedern. (a) Zweig einer Wienschen Brücke; (b) Phasenschieberkondensatorkette

vom Gleichstrom. Darüber hinaus haben die *RC*-Generatoren den Vorzug, daß man mit dem gleichen Drehkondensator einen größeren Frequenzbereich überstreichen kann. Während sich die Frequenz eines Schwingkreisoszillators nur mit der Wurzel aus der Kapazitätsänderung verschiebt, ist die Frequenz eines *RC*-Generators der Kapazitätsänderung direkt proportional.

2. Wien-Brückengeneratoren

Die Anwendung der Wienschen Brücke setzt das Vorhandensein eines zweistufigen Verstärkers voraus. Die Wien-Brücke für sich ist nicht in der Lage, die Phase bei der Rückkopplung um 180° zu drehen; ihre Ausgangsspannung ist bei der Betriebs-

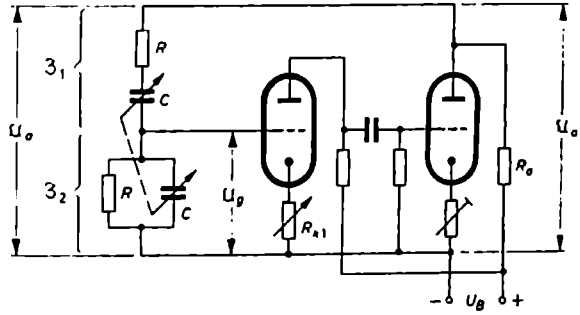


Bild 406. Prinzipschaltung eines *RC*-Generators mit Wienschem Brückenzweig

frequenz gleichphasig mit der Eingangsspannung. Infolgedessen muß der Röhrenteil zweistufig sein, damit seine Ausgangsspannung gleichphasig mit seiner Eingangsspannung wird und die Brücke in den Rückkopplungsweg vom Ausgang zum Eingang geschaltet werden kann.

Bild 406 zeigt die Prinzipschaltung eines Wien-Brücken-RC-Generators. Die Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_a$ des Verstärkerteils liegt an der als Spannungsteiler wirkenden Wienschen Brücke $\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2$. Von ihr wird ein Teil, und zwar der, der über der Parallelschaltung von R und C, also über $\mathfrak{Z}_2$, liegt, abgegriffen und an das Gitter der Eingangsröhre zurückgeführt. Mit den Bezeichnungen des Bildes kann für den Rückkopplungsfaktor geschrieben werden

$$\mathfrak{k} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2}$$

Führt man für $\mathfrak{Z}_1$ den Widerstand $R + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}$ und für $\mathfrak{Z}_2$ den Widerstand $\dfrac{R\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{R + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}$ ein und bei den weiteren Umformungen zur Abkürzung für das Produkt RC die „Zeitkonstante" τ, kann man, wie hier nicht näher ausgeführt werden soll, die Gleichung für den Rückkopplungsfaktor auf die Form

$$\mathfrak{k} = \frac{1}{3 + \mathrm{j}\left(\omega\tau - \dfrac{1}{\omega\tau}\right)} \tag{320}$$

bringen. Es läßt sich leicht übersehen, daß für eine bestimmte Frequenz, nämlich für

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} \tag{321}$$

die Rückkopplung nicht nur rein reell, sondern zugleich auch ein Maximum wird. Es ist

$$\mathfrak{k}_{max} = k_{max} = \frac{1}{3}$$

Zur besseren Veranschaulichung ist im *Bild 407* der Zusammenhang zwischen $\mathfrak{k}$ und $\omega\tau$, nach Betrag und Phase getrennt, dargestellt. Richtet man die Verstärkung des Röhrenteiles so ein, daß sie gerade den Betrag $v = 3$ oder etwas mehr hat, und ist der Verstärkerteil im übrigen phasenrein aufgebaut, so kann sich nur die durch Gl. (321) festgelegte Frequenz erregen. Aus der Beziehung $\omega_0 = \dfrac{1}{RC}$ folgt, daß wegen des linearen Zusammenhanges zwischen ω_0 und $1/C$ bei RC-Generatoren mit der gleichen Kapazitätsänderung ein sehr viel breiteres Frequenzgebiet als beim Schwingkreisgenerator überstrichen werden kann.

Eine genauere Untersuchung der Generatorschaltung führt zu der Erkenntnis, daß der Anodenwiderstand R_a der Endröhre möglichst klein sein muß, denn nur dann arbeitet der Verstärkerteil phasenrein, dessen Ausgangswiderstand in Wirklichkeit

aus der Parallelschaltung von R_a und dem Wienschen Brückenzweig $\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2$ besteht. Ist R_a nicht klein gegenüber $\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2$, so ist der resultierende Außenwiderstand und damit der Verstärkungsfaktor des Röhrenteils komplex. Hinsichtlich der Frequenzstabilität ist dies von Nachteil. Die Kleinheit von R_a bedeutet, daß die

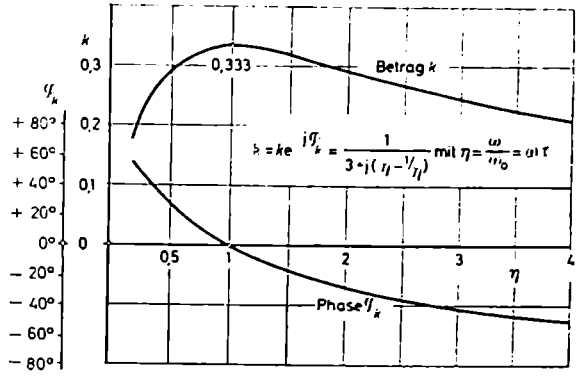


Bild 407. Verlauf des Betrags k und der Phase φ_k des Rückkopplungsfaktors eines Wien-Brücken-*RC*-Generators

Endröhre beinahe im Kurzschluß arbeitet und daher kaum verstärkt. Dies ist, im ganzen gesehen, nicht weiter beunruhigend, da die Gesamtverstärkung sowieso nur etwa 3 betragen darf.

Die sich erregende Frequenz ist um so sinusförmiger, hat also einen um so kleineren Klirrfaktor, je genauer die Verstärkung auf den kritischen Wert beziehungsweise ein klein wenig darüber eingestellt ist. Das Einhalten der Grenzkopplung ist beim *RC*-Generator, der nicht ganz so selektiv wie ein Schwingkreisgenerator arbeitet, von besonderer Wichtigkeit, wenn Frequenzverwerfungen und Verzerrungen vermieden werden sollen. Nach *Bild 406* kann die Verstärkungseinregelung beispielsweise mit dem veränderbaren Katodenwiderstand R_{k1} der ersten Röhre vorgenommen werden. Dies bringt zugleich, da R_{k1} als Gegenkopplungswiderstand wirkt, den Vorteil der Klirrfaktorverbesserung mit sich. Nachteilig ist es, daß er bei veränderbaren Frequenzen laufend mit nachgeregelt werden muß.

Die Suche nach einem Ersatz für die Handregelung führte zu einem kaltleitergeregelten *RC*-Generator, dessen Schaltungsprinzip im *Bild 408* dargestellt ist. In dieser Schaltung ist der Katodenwiderstand durch einen Kaltleiter R_k, also einen Leiter, ersetzt, dessen Widerstand vom durchfließenden Strom abhängt. Als Kaltleiter kann eine kleine Metallfadenlampe genommen werden. Die Glühlampe wird nicht nur vom Katodengleichstrom der ersten Röhre, sondern auch von einem Teil des Anodenwechselstromes der letzten Röhre durchflossen, der über R_a abfließt. Die Ausgangsröhre betreibt damit eine aus zwei Zweigen bestehende Brücke. Der eine Zweig wird durch die Wiensche *RC*-Schaltung, der andere durch die Reihenschal-

tung der reellen Widerstände R_r und R_k gebildet. Die Steuerspannung für die erste Röhre wird jetzt nicht mehr über $\mathfrak{Z}_2$ abgegriffen, sondern wie bei einer wirklichen Brücke dem Diagonalzweig *cd* entnommen.

Wenn sich die Schaltung selbst erregen soll, darf die Brücke nicht genau abgeglichen sein. Es darf $\mathfrak{Z}_2 : (\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2)$ nicht genau gleich $R_k : (R_k + R_r)$ sein, denn dann würde ja die Diagonalspannung und damit die Gitterwechselspannung genau Null sein. Der *RC*-Spannungsteiler muß so ausgelegt werden, daß er im Einsatz-

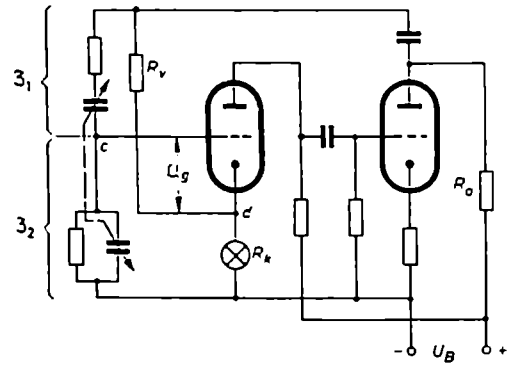


Bild 408. Kaltleiterstabilisierter *RC*-Generator

punkt der Selbsterregung zwar rein reell ist, aber die Spannung über $\mathfrak{Z}_2$ etwas größer als die über R_k ist. Nur in diesem Fall wird dem Gitter eine Spannung zugeleitet, die mit der Ausgangsspannung in Phase liegt und zugleich die für die Aufrechterhaltung der Schwingungen erforderliche Größe hat. Wächst aus irgendwelchen betrieblichen Gründen die Ausgangsamplitude des Generators etwas, so nimmt automatisch die Rückkopplungsschaltung etwas mehr Leistung auf. Dies würde, wenn sie nur aus konstanten Widerständen bestände, eine Erhöhung der Gitterwechselspannung und damit eine weitere Vergrößerung der Schwingamplituden zur Folge haben. Nun ist aber R_k stromabhängig, und zwar in dem Sinne, daß sein Widerstand mit der Höhe des durchfließenden Stromes, das heißt mit seiner Erwärmung, zunimmt. Infolgedessen ändert sich bei erhöhter Leistung die Spannungsteilung an R_k und R_r so, daß die Spannung über R_k relativ stärker als die über $\mathfrak{Z}_2$ zunimmt. Dies bedeutet aber, daß die im Diagonalzweig abgenommene Gitterspannung auf einen Wert vermindert wird, der auf das Erhalten des alten Betriebszustandes hinsteuert. Diese Stabilisierung der Spannungsverhältnisse tritt automatisch auch dann in Tätigkeit, wenn bei einer gewünschten Frequenzänderung die Kondensatoren *C* kontinuierlich gedreht werden.

3. *RC*-Generatoren mit Phasenkette

Wie man sich an Hand von *Bild 409* klarmachen kann, ist die Spannung über dem Widerstand R_1 einer Reihenschaltung aus Kapazität und Widerstand gegenüber der

Gesamtspannung $\mathfrak{U}$ an der Kettenschaltung um so mehr nach 90° zu verdreht, je größer das Verhältnis des kapazitiven Widerstandes zum ohmschen Widerstand ist. Schaltet man zu R_1 ein weiteres R_2C_2-Glied parallel und ist dieses zweite Glied hochohmig gegenüber R_1, so daß es also die Phase und den Betrag der Spannung $\mathfrak{U}_{R1}$ nicht beeinflußt, so kann in dem zweiten Glied die Phase der Spannung noch einmal um fast 90° gedreht werden; $\mathfrak{U}$ und $\mathfrak{U}_{R2}$ sind damit näherungsweise um 180° gegeneinander versetzt.

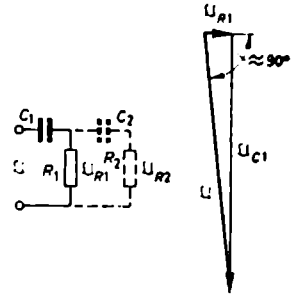


Bild 409. Spannungsstellung und Phasendrehung an einem einfachen *RC*-Glied

Eine eingehendere Untersuchung zeigt, daß der theoretische Grenzfall von genau 180° bei einer zweigliedrigen Kette nie erreicht werden kann, da hierbei die Spannungen $\mathfrak{U}_{R1}$ und $\mathfrak{U}_{R2}$ Null werden würden. Die *RC*-Kette muß wie im *Bild 410* (*a*) wenigstens dreigliedrig sein, wenn die Phasenverschiebung insgesamt 180° sein und gleichzeitig die Endspannung einen endlichen Wert aufweisen

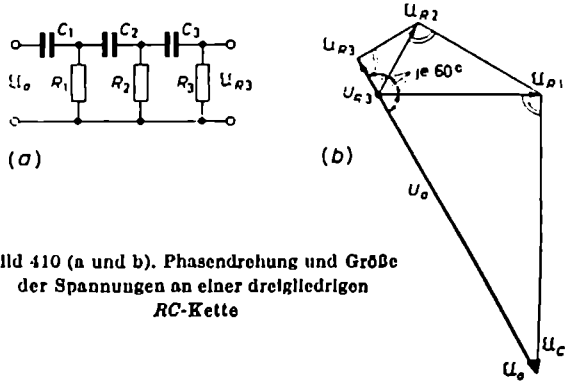


Bild 410 (a und b). Phasendrehung und Größe der Spannungen an einer dreigliedrigen *RC*-Kette

soll. Unter der Voraussetzung, daß das jeweils nachfolgende *RC*-Glied hochohmig gegen das vorhergehende ist, läßt sich für eine bestimmte Frequenz das im *Bild 410* (*b*) dargestellte Spannungsdiagramm aufstellen. Bei drei Gliedern muß jedes Glied um 60° drehen, damit eine Phasenverschiebung von insgesamt 180° zustande kommt. Wie man dem Diagramm entnehmen kann, ist in diesem Fall die Endspannung $\mathfrak{U}_{R3}$ betragsmäßig zurückgegangen auf

$$U_{R3} = U_e(\cos 60°)^3 = U_e \cdot 0{,}5^3 = 0{,}125\, U_e$$

Mit einer solchen 180°-Phasenkette als Rückkopplungsschaltung zwischen der Anodenseite der Endröhre und der Gitterseite der ersten Röhre läßt sich ebenfalls ein Generator für sinusförmige Spannungen aufbauen. Im Gegensatz zum Wien-Brückengenerator muß der zugehörige Verstärkerteil eine ungerade Anzahl von

Röhrenstufen enthalten. Im Grenzfall kommt man mit einer einzigen Röhre aus. Vorbedingung ist, daß der Röhrenteil eine Verstärkung hat, die gleich dem reziproken Wert der Spannungsteilung in der *RC*-Kette ist, im obigen Fall also gleich 1/0,125 = 8. *Bild 411* zeigt das Prinzip eines derartigen Einröhrengenerators.

In der Praxis werden die einzelnen *RC*-Glieder nicht hochohmig gegeneinander, sondern gleichartig ausgeführt, vor allem dann, wenn die Frequenz mit einem Dreifachdrehkondensator variabel einstellbar sein soll. Die Gleichartigkeit der einzelnen Glieder bedingt eine stärkere Spannungsuntersetzung vom Wert 1/8 auf den Wert

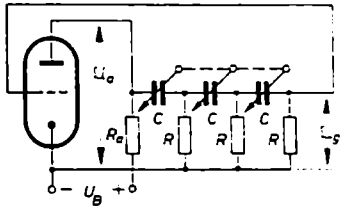


Bild 411. Prinzipschaltung eines Phasenschiebergenerators mit dreigliedriger *RC*-Kette

1/29; durch eine größere Verstärkung muß sie wiederausgeglichen werden. *RC*-Generatoren mit Phasenkette müssen eine sehr gut wirkende Verstärkungsregelung auf etwas über den Grenzwert haben, damit sich die Schwingungen nicht aufschaukeln und zu Kippschwingungen ausarten. Der *RC*-Phasenschiebergenerator ist hinsichtlich seiner Frequenzstabilität dem Wien-Brückengenerator unterlegen, so daß er kaum verwendet wird.

SCHRIFTTUM

[1] *Gundlach, F. W.:* Grundlagen der Höchstfrequenztechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1956

[2] *Klein, W.:* Mikrowellen-Elektronik, Teil I. Stuttgart: Hirzel Verlag KG 1952

[3] *Möhring, F.:* Fernsehempfang im UHF-Bereich. 2. Aufl. Loewe Opta AG 1961

[4] Telefunken-Laborbuch. Bd. 1. München 1957

[5] *Lindau, O.:* Prüffeldmeßtechnik. 3. Aufl. Stuttgart: Verlag Oscar Angerer 1947

[6] *Kaden, H.:* Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und Hochfrequenztechnik. 2. Aufl. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1959

[7] *Wirk, A.,* und *H. G. Thilo:* Niederfrequenz- und Mittelfrequenz-Meßtechnik. Stuttgart: Hirzel Verlag KG 1956

[8] HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER. IV. Bd. Berlin-Borsigwalde: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

[9] *Bartels, H.:* Grundlagen der Verstärkertechnik. 4. Aufl. Stuttgart: Hirzel Verlag KG 1954

[10] *Domsch, G. H.:* Der Übertrager der Nachrichtentechnik. Leipzig: Akademische Verlagsges. Geest und Portig KG 1953

[11] *Heyboer, J. P.,* und *P. Zijlstra:* Senderöhren. Philips' Technische Bibliothek 1950

[12] *Peters, J.:* Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer Verlag 1954

[13] *Schweitzer, H.:* DEZIMETERWELLEN-PRAXIS. Berlin-Borsigwalde: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

[14] *Megla, G.:* Dezimeterwellentechnik. 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1954

[15] *Müller-Lübeck, K.:* Der Katodenverstärker in der elektronischen Meßtechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1956

[16] HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER. II. Bd.

[17] *Keßler, G.:* Der Gleichspannungs-Röhrenverstärker I, II und III. Archiv für Technisches Messen. H. 7 u. 9 (1952), H. 1 (1953)

[18] *Strutt, M. J. O.:* Rauschursachen und Rauschspektren in Elektronenröhren, Halbleiterdioden und Transistoren. In: Nachrichtentechnische Fachberichte. Bd. 2 (1957). Braunschweig: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag

[19] Telefunken-Laborbuch. Bd. 2. München 1961

[20] *Dosse, J.:* Der Transistor. 3. Aufl. München: R. Oldenbourg Verlag GmbH 1960

[21] *Kammerloher, J.:* Transistoren. 2. Aufl. Prien: C. F. Winter'sche Verlagsbuchhandlung 1959

[22] *Moerder, C.:* Transistortechnik. Stuttgart: B. G. Teubner Verlagsgesellschaft mbH 1960

[23] Transistoren bei sehr hohen Frequenzen. In: Nachrichtentechnische Fachberichte. Bd. 18. Braunschweig: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag 1960

[24] *Rost, R.:* Kristalloden-Technik. 2. Aufl. Berlin: Wilhelm Ernst & Sohn KG 1956

[25] *Sjobbema, J. W.:* Kleine Transistorlehre. Philips' Technische Bibliothek 1961

[26] Telefunken-Fachbuch: Der Transistor. München 1960

[27] *Kammerloher, J.:* Hochfrequenztechnik. T. III. 4. Aufl. Prien: C. F. Winter'sche Verlagsbuchhandlung

[28] *Kühn, R.:* Die Bemessung von Netzgleichrichter-Transformatoren. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU. Berlin-Borsigwalde: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 9 (1955) H. 7, 8, 9, 11

[29] *Kühn, R.:* Der Kleintransformator. Prien: C. F. Winter'sche Verlagsbuchhandlung 1949

[30] *Herzog, W.:* Oszillatoren mit Schwingkristallen. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1958

[31] *Hollmann, H. E.:* Phasenschieber- oder *RC*-Generatoren. Elektrotechnik 5 (1947), S. 130

WEITERES SCHRIFTTUM

Schröder, H.: ELEKTRISCHE NACHRICHTENTECHNIK. I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke. Berlin-Borsigwalde: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

NAMEN

Bardeen, J. 310
Barkhausen, H. 23, 559
Bartels, H. 595*
Brattain, W. H. 310
Clapp, J. K. 431, 570
Colpitts, E. H. 432, 566
Domsch, G. H. 595*
Dosse, J. 595*
Early, J. M. 439
Edison, T. H. 15
de Forest, L. 15
Giacoletto, L. J. 438
Greinacher, H. 495, 499
Gundlach, F. W. 595*
Hartley, R. V. L. 432, 565
Heegner, K. 586
Herzog, W. 595*
Heyboer, J. P. 595*
Hollmann, H. E. 595*
Kaden, H. 595*
Kammerloher, J. 461, 595*
Keßler, G. 595*
Kleen, W. 595*
Kühn, R. 516, 595*
v. Lieben, R. 15
Limann, O. 187, 595*
Loftin, E. H. 278
Megla, G. 595*
Meißner, A. 557, 560
Moerder, C. 595*
Möhring, F. 595*
Müller-Lübeck, K. 595*
Peters, J. 595*
Pierce, G. W. 585
Rost, R. 595*
Schweitzer, H. 595*
Shockley, W. 310
Sjobbema, J. W. 595*
Strutt, M. J. O. 595*
Thilo, H. G. 595*
Villard, O. G. 495, 499
White, S. Y. 278
Wirk, H. 595*
Zener, C. 318
Zijlstra, P. 595*

Seitenzahl ohne *: Name ist im Text aufgeführt
Seitenzahl mit *: Name ist im Schrifttum aufgeführt

SACHWÖRTER

A
Akzeptor 313
Amplitudenstabilisierung
  von Oszillatoren 575
Anlaufstrom 21, 31, 126, 449
Anode 15
Anodenbasisschaltung 263, 333
Anodengleichrichtung 475, 489
Anodenrückwirkung 83, 181, 371
Anodenstrom 20
Anodenverlustleistung 77, 545
Anodenverstärker 263
Anodenwiderstand, optimaler 113, 223
Antennenrauschen 293
Antennenrauschtemperatur 294
Arbeitsgleichungen
  der Röhre 58
Arbeitskennlinie 48, 50, 90
Arbeitspunkt 39, 90, 350, 465
Arbeitspunkteinstellung
  beim Transistor 384
Arbeitspunktstabilisierung bei
  Röhren 119, 127
  Transistoren 383, 389
Audion, rückgekoppeltes 488
Audiongleichrichtung 475, 485, 564, 575
Ausgangskennlinien
  eines Transistors 345, 410
Ausgangsübertrager einer
  Gegentaktschaltung mit
    Röhren 225, 235
    Transistoren 415
  Röhrenendstufe, einfachen 175
  Treiberstufe 409
Austrittsarbeit 19

B
Bahnwiderstand 319, 439
Bariumoxyd 20
Barkhausen-Gleichung 35
Basis 321
Basisschaltung 321, 333, 387, 395, 435
Basisspannungsteiler 385
Beam-power-Röhre 80
Bezugsrauschleistung 292
Breitbandverstärker 114, 268, 271
Bremsgitter 87
Brückenschaltung
  eines Gleichspannungsverstärkers 283
Brumm-Modulation 143
Brummspannung 126, 141
  eines Netzgleichrichters 504, 507, 517

C
Clapp-Oszillator 431, 570
Colpitts-Schaltung 432, 566

D
Defektelektron 311
Delon-Gleichrichterschaltung 495, 499
Dichtesteuerung 71
Differentialübertrager 221
Diffusion von
  Gasatomen 330
  Ladungsträgern 313, 325
Diffusionskapazität 437
Diffusionstransistor 330, 437, 441
Diode 16, 20, 316
Diodengleichrichtung 475
Diskriminator 552
Donator 312
Dopen 312
Doppelweggleichrichter 492, 498
Dotieren 312
Dreielektrodenröhre 16, 26
Dreipunktschaltung
  induktive — 565, 572
  kapazitive — 566, 572
Drift 311
Driftfeld 438
Drifttransistor 325, 438
Duodiode 26
Durchgriff einer
  Pentode 90
  Triode 28, 32
Durchlaßwiderstand
  eines Gleichrichters 451

E
Early-Effekt 439
Eco-Schaltung 569
Eigenleitfähigkeit 311

Eingangskapazität
dynamische – 67
des Katodenverstärkers 267
Eingangskennlinienfeld
eines Transistors 348, 351
Eingangsschaltung
eines NF-Verstärkers 171
Eingangsübertrager 172
Eingangswiderstand
elektronischer – einer Röhre 71, 296
Gleichstrom- eines Transistors 323
von HF-Gleichrichterschaltungen 473
von Schaltungen, gegengekoppelten – 201
Wechselstrom- eines Transistors 323, 358, 361
Einkopplung
elektrische – von Störspannungen 140
galvanische – von Störspannungen 138
magnetische – von Störspannungen 140
Einweggleichrichter 491
Einwegnetzgleichrichter 458, 498
Elektronenaustritt 18
Elementarladung 16
Emission 19
Emitter 321
Emitterschaltung 332, 335, 384, 393
Empfindlichkeit
eines Verstärkers 297
Endpentode 90
Endstufe
einfache – 174, 175
Gegentakt- 174, 220
Erdung 138
Ersatzschaltung
einer Halbleiterdiode 319
eines Quarzes 585
einer Röhre 62, 370
eines Transistors 370, 439
Erzeugung der
Gittervorspannung 118, 124, 126, 127, 575
Schirmgitterspannung, festen und gleitenden 136

F
f_α-Grenzfrequenz 334, 436, 440
f_β-Grenzfrequenz 440
Flächengleichrichter 318
Flächentransistor 320
Fremdatom 312
Frequenzstabilität
eines Oszillators 559
Funkeleffekt 206, 207

G
Gegenkopplung 142, 184, 243, 263
Höhenanhebung durch – 209
Gegenkopplung
Klangregelung durch – 209
Klirrfaktorverbesserung durch – 189
Linearisierung des Frequenzganges durch – 207
Tiefenanhebung durch – 209, 430
in Transistorschaltungen 390, 428
Gegenkopplungsfaktor 188
Gegenkopplungsgrad 188
Gegentakt-
A-Verstärker 222
B-Verstärker 230
AB-Verstärker 237
D-Verstärker 222
Gegentaktendstufe 174, 220
Gegentaktgleichrichterschaltung 495, 499
Gegentaktschaltung 220, 412
eines Gleichspannungsverstärkers 286
eines Oszillators 571
Gerade
6-dB- je Oktave 159
Germaniumdiode 313, 317
Germaniumtransistor 310
Geschwindigkeit
eines Elektrons 17
Gitterableitwiderstand 134
Gitterbasisschaltung 257, 575
Gittergleichrichtung 475, 485, 564, 572
Gitterrauschspannung, äquivalente 291
Gitterrauschwiderstand, äquivalenter 291
Gitterstoßschwingung 136, 577
Gitterstrom 38
Gitterverlustleistung 82
Gittervorspannung 28
durch Audiongleichrichtung 564, 575
automatische – 118
durch großen Gitterwiderstand 126
halbautomatische – 124
durch Spannungsteilung aus der Batteriespannung 127
Glättungsdrossel 501, 509
Glättungskondensator 454, 523
Gleichrichter 445, 521
Flächen- 318, 447
Kristall- 447
Punkt- 319, 447
Röhren- 16, 447, 449
Selen- 447, 450, 521
Spitzen- 448
Trocken- 447, 521
Gleichrichterkennlinie 448
Gleichrichtung 445
Anoden- 475, 489
Audion- 475, 485
Dioden- 475

Gleichrichtung
Doppelweg- 492, 498
Einweg- 491
Gegentakt- 499
Gitter- 475, 485, 561, 575
HF- 475
Netz- 415, 497
phasenabhängige — 551
Gleichspannungsverstärker 277, 280, 283, 286
Gleichstromeingangswiderstand
eines Transistors 323
Gleichstromverstärker 111, 278
Gleichstromwiderstand
eines Gleichrichters 451
einer Röhre 36
Glimmstabilisator 542, 547
Glühkatode 19
Greinacher-Schaltung 495, 499
Grenzempfindlichkeit 298
Grenzfrequenzen eines
Röhrenverstärkers 148, 149
Transistorverstärkers 402, 403
Grenzleistungskurve 80, 399
Grenzschicht 313
Grenzschichtkapazität 439
Gütefaktor
einer Röhre 77

H
Hartley-Schaltung 432, 565
Heißleiter 393
Heizung, direkte und indirekte 23
Hexode 94
HF-Gleichrichtung 475
HF-Verstärker 115, 276
Hi-Fi-Gerät 114, 142
Hilfsanode 95
Hochtonlautsprecher 249
h-Parameter 358
experimentelle Bestimmung der — 365
grafische Ermittlung der — aus dem Kennlinienfeld 369
100-V-Ausgang 252
Huth-Kühn-Schwingungen 257, 431, 567

I
Impedanzwandler 208, 337, 435
Influenzrauschen 296
Influenzstrom 72
Innenwiderstand
eines Gleichrichters 449, 526
Leistungs- einer Pentode 224
einer Pentode 89
einer Röhre 34
eines Transistors 334
Intensitätssteuerung 71
intrinsic-Leitfähigkeit 311
intrinsic-Schicht 441
Isolationsbruch 120, 172, 195

K
Kaltleiter 591
Kapazitätsvariationsdiode 318
Kaskadengleichrichtung 495, 499
Kaskodenschaltung 259, 260
Katode 15
Katodenbasisschaltung 256
Katodenstrom einer
Pentode 84, 119
Triode 29
Katodenverstärker 172, 263
Katodynschaltung 242, 269
Kenngrößen von
Röhren 31
Transistoren 356
Kennlinie 20
dynamische — einer Röhre 56, 90
eines Gleichrichters 317, 448
statische — 47
Kennlinienfeld
einer Pentode 88
der Röhre AC 2 36, 41
AD 1 80, 103
E 88 CC 132, 269
EBC 91 33
EC 92 30, 55
ECC 82 54
ECC 83 35
EF 80 91
EF 83 96
EF 86 92
EF 89 96
EF 804 155
EL 42 239
EL 84 110
EL 95 93
PL 36 516
RE 134 82
eines Transistors 347
einer Triode 29
Kennzeichnung
der Röhren 97
Kettenparameter 357
Kippschwingung 557, 591
Klangregelung
durch Gegenkopplung 209
Kleinsignalverstärkung 308
Klirrfaktor
Abhängigkeit des — von R_a 112
Ermittlung des — aus dem Kennlinienfeld 105, 351

Klirrfaktor
von Gleichrichterschaltungen 476
Klirrfaktorverbesserung
durch Gegenkopplung 189
Kollektor 321
Kollektorrestspannung 349, 409, 414
Kollektorreststrom 350, 375
Kollektorschaltung 337, 388, 435
Kollektorverlustleistung 377, 407, 417
Koppelkondensator 148, 397, 402
Kraftverstärker 116, 519
Kreisrauschen 293
Kristalldiode 313
Kristallgleichrichter 447
kT_0-Zahl 298
Kurzschlußstromverstärkung in der
Basisschaltung 333, 359
Emitterschaltung 335, 359

L
Ladekondensator 459, 523
Langlebensröhre 99
Laufzeit
eines Elektrons 17, 71, 325, 437
Laufzeitröhre 17
Lautsprecheranschluß 246
Lautsprecherimpedanz 246
Leerlaufverstärkung 32, 90, 197, 265
Legierungstransistor 328, 437
Leistungsinnenwiderstand 224
Leistungstransistor 330
Leistungsverstärker 116
Leitung, bipolare 311
Leitwertsparameter 359
Loftin-White-Schaltung 278
Lorenz-Schaltung 434

M
Majoritätsträger 315, 322, 375
Mangelelektron 312
Mangelleitung 313
Massewirkung
des Elektrons 16
Mesatransistor 331, 441
Mikrofoneffekt
der Röhre 91
Minoritätsträger 316, 322, 375
Mischröhre 94
Mischsteilheit 95
Mitkopplung 184

N
Nennleistung
eines Verstärkers 143
Netzbrummen 126, 521
Netzgleichrichter
elektronisch geregelter — 539
mit Glättungsdrossel 519
mit Kondensatorbelastung 510
Netzgleichrichtung 445, 497
Netztransformator
Berechnungsgang des — 527
Typenleistung des — 509, 528
Wicklungsleistung des — 528
Neutralisation 262, 443
Neutralisationsschaltung 568
Neutrodynkondensator 568
Niederfrequenzverstärker
Anforderungen, allgemeine an den — 142
Ausgangsschaltung des — 173
Eingangsschaltung des — 171
Grenzfrequenzen des — 148
Verstärkung, mittlere des — 144
npn-Transistor 326
NTC-Widerstand 393
Nullpunktsstabilisierung 282
Nutzrauschen 299

O
Oktode 91
Oszillator 556

P
Paarbildung
von Elektronen 310
Pentode 16, 87
Phasenbrücke 551
Phasenschiebergenerator 589
Phasenumkehrröhre 244
Phasenumkehrschaltung 242, 269
Phasenvergleichsschaltung 551
Phasenverhältnisse
in den Transistorgrundschaltungen 393
Philco-Transistor 441
Photo-Effekt 10
Pierce-Schaltung 585
pnip-Transistor 441
pnp-Transistor 321
Potentialschwelle 315
Pufferbetrieb
eines Netzgleichrichters 319, 447
Punktgleichrichter 319, 447
Punkttransistor 327

Q
Quarzgenerator 434, 567, 584
Querkapazität 144, 150

R
Raumladegebiet 22

Raumladekapazität
einer Röhre 70
Raumladeröhre 84
Rauschanpassung 259
Rauscheinstrahlung, kosmische 293
Rauschen 289
Antennen- 293
galaktisches — 293
Influenz- 290
Kreis- 293
Nutz- 299
Röhren- 294
Stör- 299
Transistor- 297
Verteilungs- 294
Wärme- 290
Weißes — 289
Widerstands- 290
Rauschfaktor 298
Rauschgenerator 299
Rauschleistung 290
Rauschspannung 291
Rauschtemperatur 291
Rauschzahl 297
zusätzliche — 301
RC-Generator 433, 588
RC-Kopplung 143, 396, 398
Regelröhre 95, 477
Regelspannung 137, 477
Regelung
harte und weiche — 137
verzögerte — 479
Rekombination 321
Resonanzentzerrung 109
Richteffekt 462, 464, 466
Richtkennlinienfeld 462
Richtleistung 451, 466
Richtleiter 317
Richtspannung 451
Richtungspfeile für
Spannungen 342
Ströme 339
Richtwirkungsgrad 469
Röhre
kommerzielle — 99
als Widerstand, regelbarer 540, 545
Röhrengenerator 556
Röhrengleichrichter 16, 447, 449, 524
Röhrengleichung, innere 35
Röhrenkennwerte 31, 89
Röhrenrauschen 294
Röhrenverstärker 114
Röhrenverzerrungen 99
Röhrenwirkungsgrad 80
Rückkopplung 184, 556
Rückkopplungsfaktor 558
Rückkopplungsschaltung
von *Meißner* 560
transformatorische — 557, 560
für Wellen, sehr kurze 572
Rückwirkung in
Röhren 83, 184, 371
Transistoren 349, 358, 410, 413
Rückwirkungskapazität 257
Ruhemasse 16

S
Sättigungsgebiet 23, 300
Sättigungsspannung 23
Sättigungsstrom 20, 300
Scheibentriode 573
Schichttransistor 320
Schirmgitterröhre 83
Schirmgitterspannung, feste und gleitende 130
Schirmung 138, 141
Schleifenverstärkung 432
Schleusenspannung 526
Schroteffekt 294
Schwellwert
der Durchlaßspannung 450
Schwingschaltungen 431, 556
Schwundausgleich 477
verzögerter — 479
S/C-Verhältnis einer Röhre 272
Sekundärelektronen 19, 85
Sekundärelektronen-Vervielfacher 87
Selbsterregung einer Schaltung
Bedingung für die — 557, 559
Prinzip der — 556
Selengleichrichter 447, 450, 524
Sendeverstärker 116
Septode 95
Siebfaktor 522
Siebschaltung
im Netzgerät 521
Siemens-Gleichrichterschaltung 405, 409
Siliziumdiode 317
Siliziumgleichrichter 524
Siliziumtransistor 310, 377
Spannungsaussteuerung
eines Transistors 346
Spannungsgegenkopplung 192
Spannungsmessung 490
Spannungsstellerschaltung, induktive 560
Spannungsverstärker 116
Spannungsverstärkung
betriebliche — eines Transistors 361
Speisespannung
Prinzip der halben — 383
Sperrschicht 315

Sperrschichtkapazität 319, 439
Sperrschichttemperatur, höchstzulässige 377, 524
Sperrspannung, maximal zulässige 448, 525
Sperrwiderstand
  eines Gleichrichters 451
Spitzengleichrichter 448
Spitzenleistung
  eines Verstärkers 143
Spitzentransistor 327
Spitze-zu-Spitze-Wert 496
Stabilisationszelle 543
Stabilisierung
  von Anodenspannungen 538
  thermische — eines Transistors 377, 381
Steilheit
  einer Diode 449
  dynamische — 58, 90
  einer Pentode 89, 96
  statische — 59
  eines Transistors 439
  einer Triode 31
Sternerdung 139
Steuerspannung
  einer Röhre 27
Störatom 311
Störrauschen 299
Störspannung 138
Streufaktor
  von Übertragern 180
Stromaussteuerung
  eines Transistors 346
Stromflußwinkel 512
Stromflußzeit 510
Stromgegenkopplung 185
Stromverstärkung
  betriebliche — eines Transistors 360
Studioverstärker 142
Surface-Barrier-Transistor 441

T
Temperaturdurchgriff 376, 382
Temperaturgefälle 378
Temperaturspannung 19
Tetrode 16, 83
  mit Elektronenbündelung 86
Thermokompression 332
Tieftonlautsprecher 249
Topfkreis 573
Trägerfrequenzverstärkung 276
Transistor 310
  Arbeitspunkteinstellung des — 384
  Arbeitspunktstabilisierung des — 389
  diffusionslegierter — 441
  Ersatzschaltung des — 370
Transistor
  Erwärmung des — 374
  gezogener — 329
  Herstellung des — 328, 441
  Kenngrößen des — 356
  Vierpolgleichungen des — 356
Transistorrauschen 297
Transistorverstärker mit
  RC-Kopplung 396, 400
  Übertragerkopplung 397
Treiberstufe 117, 407
Triode 16, 26
  ideale — 29
Trockengleichrichter 447, 524
Tunneldiode 319
Typenleistung
  eines Netztransformators 509, 517, 528

U
Überschußleitung 312
Überschwingen
  im Oszillator 577
Umkehrpunkt 317

V
Valenzelektronen 310
Verbundröhre 95
Verdopplerschaltung 495, 499
Verfahren
  der halben Speisespannung 383
Verlustleistung
  der Anode 77
  des Gitters 82
  des Kollektors 377
Verschiebungsfaktor
  der Grenzfrequenz 165
Verstärker
  aperiodischer — 144
  Empfindlichkeit eines — 297
  Kopplungsarten, verschiedene im — 115
  Nennleistung eines — 143
  selektiver — 115, 442
  Spitzenleistung eines — 143
Verstärkung
  Ermittlung, graphische der — 48
  Ermittlung, rechnerische der — 58, 145, 360
Vervielfacherschaltung 499
Verzögerungsspannung 480
Vierpolgleichungen
  des Transistors 356
Villard-Gleichrichterschaltung 495, 499
Voltgeschwindigkeit 10
Vorverstärker 116

W
Wärmerauschen 290
Wärmespannung 378

Wärmestrom 378
Wärmewiderstand, äußerer und innerer 378
Wechselstromeingangswiderstand
  einer Gleichrichterschaltung 473
  eines Transistors 323, 358, 361
Wechselstromleistung
  einer Röhre 75
    unter Berücksichtigung der Verzerrungen 107
Wechselstromwiderstand
  eines Gleichrichters 526
Weitverkehrsröhre 99
Welligkeit 498, 501, 517, 521
Welligkeitsspannung 456, 459, 517
Wicklungsleistung
  eines Netztransformators 528
Widerstand eines Gleichrichters
  differentieller oder dynamischer — 451
  statischer — 151
Widerstandsbelastung
  eines Netzgleichrichters 501
Widerstandsgerade 41
Widerstandsparameter 357
Widerstandsrauschen 290
Widerstandsverstärker 116
Wien-Brückengenerator 539
Wirkungsgrad
  eines Gleichrichters 469
  einer Verstärkerröhre 80
Wolframkatode 20

Z
Zener-Diode 318, 543
Zener-Effekt 318
Zener-Spannung 318
Zwischenbasisschaltung 262
Zwischenfrequenz 95

Verfasser: Dozent Dr.-Ing. Heinrich Schröder, 28 Bremen, Ingelheimer Straße 47

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit der Redaktionen FUNK-TECHNIK und INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

I. Band: Grundlagen der Elektrotechnik · Bauelemente der Nachrichtentechnik · Elektronenröhren · Rundfunkempfänger · Elektroakustik · Tonfilmtechnik · Übertragungstechnik · Stromversorgung · Starkstromtechnik u.a.m.
728 Seiten · 646 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

II. Band: Neuentwickelte Bauelemente · Der Quarz in der Hochfrequenztechnik · Wellenausbreitung UKW-FM-Technik · Funkmeßtechnik · Funkortung · Schallaufzeichnung · Elektronische Musik · Industrielle Elektronik · Fernsehen u.a.m.
760 Seiten · 638 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

III. Band: Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder · Frequenzfunktion und Zeitfunktion · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe · Bariumtitanate · Stabantennen · Wabenkaminfenster · Hohlleiter · Dämpfungs- und Phasenentzerrung · Die Ionosphäre · Hochfrequenzmeßverfahren · Fernsehliteraturverzeichnis u.a.m.
744 Seiten · 669 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

IV. Band: Informationstheorie · Bauelemente der Nachrichtentechnik · Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhre · Verstärkertechnik · Moderne AM-FM-Empfangstechnik · Elektroakustik und Tonfilmtechnik · Planungsgrundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen · Meteorologische Anwendungen der Nachrichtentechnik · Die Elektronik in der Steuerungs- und Regelungstechnik · Theorie und Technik elektronischer digitaler Rechenautomaten · Vakuumtechnik
826 Seiten · 769 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

V. Band: FACHWÖRTERBUCH MIT DEFINITIONEN UND ABBILDUNGEN
Hauptfachgebiete: Antennentechnik · Bauelemente · Dezimetertechnik · Elektroakustik · Elektromedizin Elektronische Musik · Entstörungstechnik · Fernmeldetechnik · Fernsehtechnik · Funkortung · Halbleitertechnik · Hochfrequenztechnik · Impulstechnik · Industrie-Elektronik · Kommerzielle Nachrichtentechnik KW- und Amateur-KW-Technik · Lichttechnik · Mathematik · Meßtechnik · Nachrichtensysteme · Richtfunktechnik · Röhrentechnik · Rundfunktechnik · Ultrakurzwellentechnik · Werkstofftechnik
810 Seiten · 514 Bilder · Ganzleinen 26,80 DM

VI. Band: Schaltalgebra · Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik · Die Pulsmodulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik · Gedruckte Schaltungen und Subminiaturtechnik · Meßverfahren und Meßgeräte der NF-Technik und Elektroakustik · Messungen zur Bestimmung der Kennwerte von Dioden und Transistoren · Stand der Frequenzmeßtechnik nach dem Überlagerungsverfahren · Radioastronomie Dielektrische Erwärmung durch Mikrowellen · Magnetverstärkertechnik · Analogrechner als Simulatoren Technik der Selbst- und Fernlenkung · Fernwirktechnik · Farbfernsehen
765 Seiten · 600 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

GESAMTINHALTSVERZEICHNIS I.–VI. Band: Die Besitzer der HANDBUCH-Reihe, die sich über ein Thema umfassend informieren wollen, mußten bisher die Inhalts- oder Sachwörterverzeichnisse aller oder mehrerer Bände zu Rate ziehen. Den für das Nachschlagen notwendigen Zeitaufwand wesentlich zu verringern, dient dieses den I. bis VI. Band umfassende Gesamtinhaltsverzeichnis, das durch ein Sachwörterverzeichnis dazu noch ergänzt wird.
40 Seiten · Kunststoffeinband 3,30 DM

VII. Band: Grundlagen und Anwendungen der magnetischen Informationsspeicherung · Energieleitungen bei sehr hohen Frequenzen · Rauscharme Verstärker · UHF-Meßtechnik · Rauschgeneratoren und ihre Anwendungen in der HF- und NF-Technik · Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenstrahl-Oszillografen Elektrisches Messen von nichtelektrischen Größen · Moderne Empfangstechnik für Rundfunk und Fernsehen Neue Glühkatodentechnik · Drehmelder (Drehfeldsysteme, Synchros) und Zubehör · Die steuerbare Einkristallgleichrichterzelle, ein neues Bauelement in der Starkstromtechnik · Nukleare Elektronik · Elektronik in der Medizin
743 Seiten · 538 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Das Werk wird in weiteren Bänden fortgesetzt; es ist damit stets auf dem neuesten Stand der Technik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE · Postanschrift: 1 Berlin 52